UNIVERSITE DE DROIT, D'ECONOMIE
ET DES SCIENCES D'AIX-MARSEILLE

UNIVERSITE D'AIX-MARSEILLE III

THESE

PRESENTEE A

LA FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE SAINT-JEROME

POUR OBTENIR

LE DIPLÔME DE DOCTEUR INGENIEUR

PAR

AIDA HABIB MISHRIKY

ETUDE D'UNE ALIMENTATION DU MOTEUR ASYNCHRONE A PARTIR D'UN RESEAU DE COURANT CONTINU EN VUE D'UNE UTILISATION POSSIBLE A LA TRACTION

Soutenue le 4 Juin 1974 devant la Commission d'Examen:

MM.	J. TROMPETTE	President
	R. COULON	Examinateurs
	R. JOUTY	
	A. CARLAN	

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41547005_0010

THESE

PRESENTEE A

LA FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE SAINT-JEROME

POUR OBTENIR

LE DIPLÔME DE DOCTEUR INGENIEUR

PAR

AIDA HABIB MISHRIKY

ETUDE D'UNE ALIMENTATION DU MOTEUR ASYNCHRONE A PARTIR D'UN RESEAU DE COURANT CONTINU EN VUE D'UNE UTILISATION POSSIBLE A LA TRACTION

Soutenue le 4 Juin 1974 devant la Commission d'Examen:

MM.	J. TROMPETTE	President
	R. COULON	Examinateurs
	R. JOUTY	
	A. CARLAN	

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

UNIVERSITE DE DROIT, D'ECONOMIE ET DES SCIENCES

FACULTE DES SCIENCES & TECHNIQUES

Président : C. DEBBASCH

Vice-Présidents : M. DUSSARDIER
J. METZGER

PROFESSEURS

MM.	P. ROUARD	PHYSIQUE GENERALE
	A. GUILLEMONAT	CHIMIE INDUSTRIELLE
	J. METZGER	CHIMIE
	P. BOUSQUET	PHYSIQUE
	P. PESTEIL	PHYSIQUE
	M. DUSSARDIER	PHYSIOLOGIE ANIMALE
	P. QUEZEL	BOTANIQUE
	F. TEISSIER	GEOLOGIE GENERALE
	M. BERTRAND	CHIMIE
	J. TROMPETTE	PHYSIQUE
	R. COULON	PHYSIQUE
	R. NEGRE	BIOLOGIE VEGETALE
	R. KERN	MINERALOGIE
	L. SIDERIADES	PHYSIQUE
	JM. SURZUR	CHIMIE ORGANIQUE
	H. CHANTREL	PHYSIQUE DE L'ESPACE
	J. SOUGY	GEOLOGIE
	J. CHOUTEAU	PHYSIOLOGIE ANIMALE
	R. PHILIP	PHYSIQUE
	L. CAPELLA	MINERALOGIE
	P. BILLARD	MATHEMATIQUES
	JC. TRAYNARD	CHIMIE INDUSTRIELLE
	A. PONS	BOTANIQUE
	JP. DAVID	PHYSIQUE
	JC. MAIRE	CHIMIE
	R. PETIT	PHYSIQUE
	G. RASIGNI	PHYSIQUE
	B. WAEGELL	CHIMIE

PROFESSEURS SANS CHAIRE

MM.	R. AMAR	ZOOLOGIE
	L. DEVEZE	BIOLOGIE MARINE
Melle.	S. GUEIRARD	PETROGRAPHIE
MM.	J. CABANE	CHIMIE
	R. GARRON	PHYSIQUE EXPERIMENTALE
	M. GILLET	PHYSIQUE
	C. ROMAN	PHYSIOLOGIE ANIMALE
	S. MARTINUZZI	PHYSIQUE
	J. GIUDICELLI	BIOLOGIE ANIMALE
	P. NEVILLE	BIOLOGIE VEGETALE
	G. PEIFFER	CHIMIE I.U.T.
	JL. CHEVALIER	CHIMIE I.U.T.
	R. BEDOS	PHYSIQUE I.U.T.
	J. VALLIER	PHYSIQUE I.U.T.

MAITRES DE CONFERENCES

MM.	H. PATIN	CHIMIE
	L. VICENTE	BIOLOGIE ANIMALE
	G. NOAT	PHYSIOLOGIE VEGETALE
	F. BIQUARD	PHYSIQUE I.U.T.

§ §§

A MA MERE
A LA MEMOIRE DE MON PERE

Le présent travail a été réalisé au laboratoire d'Electrotechnique de la Faculté des Sciences de Marseille, Saint-Jérôme , sous la direction de Monsieur le Professeur J. TROMPETTE. Que Monsieur le Professeur trouve,ici, l'expression de ma profonde reconnaissance pour les conseils et l'attention bienveillante qu'il m'a toujours accordés.

Mes vifs remerciements vont à Messieurs les Professeurs R.COULON, R. JOUTY de l'Académie de Montpellier et A. CARLAN qui ont bien voulu participer au jury d'examen.

Je tiens à remercier tout particulièrement Messieurs FAURE et REYNOUARD qui m'ont apporté leur précieuse contribution . Je suis heureuse de pouvoir également remercier MM . CREBASSA , ROBRIEUX, DUSSAULCY. J'ai été sensible au climat d'amitié que j'ai trouvé parmi eux.

Je remercie Monsieur le Professeur MERIGOUX qui a bien voulu m'accueillir dans son laboratoire de Physique Industrielle de l'Université de Provence pour faire quelques essais.

J'adresse mes remerciements à Madame BALSAMO pour l'amabilité dont elle a fait preuve dans la mise en page de ce texte et aussi à Madame CORDERO et ses collaborateurs qui ont bien voulu se charger du tirage de cette thèse.

J'adresse enfin mes remerciements à tous ceux qui , dans des domaines divers , m'ont prêté leur concours avec beaucoup de compétence.

TABLE DES MATIERES

		Pages
INTRODUCTION		I
Chapitre I	DIFFERENTS MODES DE CONTROLE DE LA VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE	1
I.A.	Contrôle de la tension d'alimentation	1
	I.A.1. Principe de cette méthode	1
	I.A.2. Effets de la réduction de la tension d'alimentation sur le comportement du moteur	2
	I.A.3. Contrôle de la tension d'alimentation par variation de l'angle d'allumage des thyristors	3
	I.A.4. Contrôle de la tension d'alimentation en utilisant des thyristors et des saturistors.	5
I.B.	Récupération de l'énergie de glissement	7
	I.B.1. Principe de fonctionnement	7
	I.B.2. Montage et principe du système utilisé pour récupérer l'énergie de glissement en utilisant un onduleur statique à thyristors	10
	I.B.3. Comportement du moteur avec l'énergie de glissement récupérée et renvoyée au réseau..	11
	I.B.4. Comportement du système en utilisant des condensateurs de compensation	12
I.C.	Contrôle de la fréquence et de la tension du réseau d'alimentation	13
	I.C.1. Principe de fonctionnement	13
	I.C.2. Caractéristique du moteur asynchrone utilisé dans la traction	14
	I.C.3. Moteur asynchrone utilisé dans la traction et alimenté par un cycloconvertisseur	15
	I.C.4. Moteur asynchrone à double alimentation	16
	I.C.5. Convertisseur statique de fréquence à commutation forcée	18
	I.C.6. Un système de contrôle du moteur asynchrone alimenté à partir de batterie comme source d'énergie et utilisé dans un véhicule électrique	20

Pages

Chapitre II CARACTERISTIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE FONCTIONNANT A PUISSANCE CONSTANTE DANS UNE GRANDE GAMME DE VITESSE 25

II.1. Circuit équivalent et equations fondamentales 25

II.2. Analyse du mode de contrôle de la vitesse du moteur 29

II.3. Caractéristique tension-fréquence du moteur asynchrone 30

II.4. Caractéristique mécanique du moteur 34

II.5. Courant statorique du moteur 34

Chapitre III CIRCUIT DE PUISSANCE DU CONVERTISSEUR STATIQUE ET CHOIX DES ELEMENTS DU CIRCUIT DE COMMUTATION..... 37

III.1. Commutation forcee de l'onduleur 38

III.2. Circuit de commutation 38

III.3. Hypothèses idéales du circuit 39

III.4. Principe de fonctionnement du circuit alimentant une charge inductive 40

III.5. Modifications du circuit de base 45

III.6. Analyse de l'impulsion de commutation 49

III.7. Impulsion de commutation lorsque le convertisseur fonctionne à vide 54

III.8. Choix du condensateur et de l'inductance de commutation..... 55

III.9. Choix de la valeur de x_o 57

Chapitre IV CONVERTISSEUR MONOPHASE D'ESSAI 60

IV.1. Circuit de puissance 60

IV.2. Circuit de commande 62

IV.3. Resultats obtenus et commentaires 64

IV.4. Première modification des valeurs des éléments 65

IV.5. Deuxième essai 67

IV.6. Troisième essai 68

IV.7. Choix du rapport de transformation n_1/n_2 .. 68

IV.8. Calcul du transformateur (.) 69

		Pages
Chapitre V	COMMANDE DU CONVERTISSEUR STATIQUE TRIPHASE	72
	V.1. Méthode de commande	72
	V.2. Principe de la sous-oscillation	72
	V.3. Tension de commande du convertisseur	74
	V.4. Tension de sortie du convertisseur	76
	V.5. Réalisation du circuit de commande	77
	V.6. L'oscillateur	80
	V.7. Eléments constitutifs de l'oscillateur ..	82
Chapitre VI	OBTENTION DES SIGNAUX DE COMMANDE DES GACHETTES A PARTIR DES DEUX SIGNAUX ISSUS DE L'OSCILLATEUR ..	89
VI.A.	Diviseur par deux du signal triangulaire (e)	89
	VI.A.1. Principe de fonctionnement	89
	VI.A.2. Circuit logique d'obtention des signaux de commande	91
	VI.A.3. Ensemble commutateur statique-amplificateur opérationnel	94
VI.B.	Diviseur par trois du signal triangulaire (V)....	94
	VI.B.1. Principe de fonctionnement	94
	VI.B.2. Circuit logique d'obtention des signaux de commande	99
VI.C.	Circuit convertisseur du signal triangulaire en signal sinusoïdal	102
	VI.C.1. Principe de fonctionnement	102
	VI.C.2. Circuit convertisseur sinus	107
VI.D.	Circuit comparateur de tension	107
VI.E.	Circuit de mise en forme	109
Chapitre VII	RESULTATS ET CONCLUSION	113
	VII.1. Résultats	113
	VII.2. Conclusion	117
BIBLIOGRAPHIE		121
LISTE DES SYMBOLES		129

INTRODUCTION

La technique moderne d'entraînement des machines demande de plus en plus de machines électriques,dont la vitesse puisse être réglée de façon rapide et avec un minimum de pertes . Dans la traction électrique des solutions techniques sont en concurrence pour l'ensemble moteur et commande.

1.- Utilisation du moteur à courant continu
2.- Utilisation du moteur à courant alternatif
3.- Utilisation des moteurs à commutation externe.

Ces moteurs peuvent être associés soit à une commande électromécanique soit à une commande électronique . Pour les commandes électromécaniques un accroissement de la progressivité dans le contrôle de la vitesse s'accompagne toujours d'une baisse de rendement et d'une complexité du système.Les progrès réalisés récemment dans le domaine des semi-conducteurs ont mené à l'introduction massive de l'électronique dans tout le domaine de la traction électrique.

Au terme de nombreuses années, le moteur série à courant continu a atteint un degré de perfectionnement élevé.Cependant on désire réduire les frais d'entretien et tirer une puissance plus élevée des moteurs.Pour cela le moteur asynchrone est le mieux placé, car il a des avantages non négligeables.Il est de construction simple et robuste, il n'a pas de bague ni de collecteur ce qui permet d'atteindre des vitesses très élevées et nécessite un entretien réduit . Il est puissant aux vitesses élevées et son prix de revient est réduit.Le moteur asynchrone alimenté d'une tension d'amplitude et de fréquence ajustable,devient un système d'entraînement à vitesse réglable.

Les onduleurs répondent bien à ce besoin, mais leur circuit de puissance nécessite un certain nombre de thyristors,d'inductances et de condensateurs ce qui fait que leur prix de revient est élevé. Aussi les circuits de commande de ces onduleurs sont complexes et leurs prix sont nettement supérieurs par rapport à ceux des moteurs à courant continu. Cette voie encore peu étudiée se développera dans les années à venir.

Ce sont les recherches effectuées dans ce domaine que nous avons présentées au chapitre I . Elles traitent les différents modes de contrôle de la vitesse du moteur asynchrone convenables pour des applications industrielles et pour la traction électrique.

Dans ce travail nous avons réalisé un onduleur triphasé fournissant une tension d'amplitude et de fréquence ajustables dans une grande gamme, et d'un prix de revient réduit . Il peut être utilisé pour alimenter un moteur asynchrone fonctionnant à puissance constante comme l'exige un véhicule électrique.

Dans le chapitre II nous avons présenté les équations fondamentales du fonctionnement du moteur asynchrone alimenté par un réseau d'amplitude et de fréquence ajustable, et aussi les caractéristiques d'un moteur fonctionnant à puissance constante.

Dans le chapitre III nous avons étudié le circuit de puissance de l'onduleur . Nous avons choisi le convertisseur statique à pont triphasé dont le montage contient le minimum de soupapes . La commutation forcée par impulsion nous aide à réaliser un convertisseur de dimensions réduites,ayant une faible chute de tension et un bon rendement.Pour choisir les éléments du circuit de commutation,nous avons fait une analyse de l'impulsion de commutation . Cela nous a aidé à déterminer les valeurs du condensateur et de l'inductance qui réalisent le meilleur rendement du convertisseur.Le facteur de puissance de la charge peut aussi varier sans que l'on ait à modifier la valeur de ces éléments.

Dans le chapitre IV nous avons présenté les résultats d'un convertisseur monophasé d'essai. Le problème de la dissipation de l'énergie emmagasinée dans l'inductance durant la commutation a été surmonté en introduisant un transformateur saturable et un pont redresseur branché sur le réseau pour récupérer cette énergie.

Pour commander l'onduleur nous avons choisi le procédé de la sous-oscillation en utilisant la modulation par impulsions de durées variables . Cela nous permet d'ajuster indépendamment l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie de l'onduleur . Cette tension contenant un taux d'harmoniques réduit , nous permet d'alimenter le moteur par des courants et des tensions dont la forme ne s'écarte pas trop de la sinusoïdale; ce qui garantit un bon rendement.Dans le chapitre V nous avons décrit le circuit de commande.

Dans le chapitre VI nous avons montré comment on a pu réalisé un générateur sinusoïdal triphasé fonctionnant dans le domaine des très basses fréquences et délivrant un signal d'amplitude et de fréquence ajustables.Ce signal est synchronisé avec un signal triangulaire d'amplitude constante et de fréquence ajustable de telle sorte que le rapport de la fréquence des deux signaux reste constant. Les signaux de commande des trois phases de l'onduleur sont obtenus en comparant chacune des trois phases du signal sinusoïdal avec le signal triangulaire.

Les premiers résultats donnés par l'onduleur triphasé et la conclusion du chapitre VII termineront ce travail.

§§§

CHAPITRE I

DIFFERENTS MODES DE CONTROLE DE LA VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE

Si nous nous reportons aux équations fondamentales du fonctionnement du moteur asynchrone, nous pouvons constater que le contrôle de la vitesse de ce moteur peut être effectué par trois méthodes différentes; ce sont :

A.- Contrôle de la tension d'alimentation du moteur

B.- Contrôle de la puissance de glissement du rotor (utilisé pour les moteurs à rotor bobiné)

C.- Contrôle de la fréquence, ou de la fréquence et de la tension d'alimentation du moteur.

Dans ce qui suit nous allons présenter un résumé des travaux réalisés par les chercheurs pour effectuer ces modes de contrôle utilisant les thyristors. Nous allons discuter les avantages ainsi que les inconvénients de chaque méthode.

I.A. CONTROLE DE LA TENSION D'ALIMENTATION

I.A.1. Principe de cette méthode

Considérons d'abord les relations entre la tension d'alimentation, le courant, le couple et la puissance du moteur alimenté à partir d'un réseau de tension et de fréquence constantes; on a

$$I_2 \propto \frac{SE_1}{\sqrt{r_2^2 + (Sx_2)^2}} \qquad (I.1)$$

Si on néglige les chutes de tension dans le stator, et si on considère que dans les conditions normales du fonctionnement du moteur, $(Sx_2)^2$ est très petit et peut être négligé, alors on a :

$$I_2 \propto \frac{SV_1}{r_2} \qquad (I.2)$$

Les équations du fonctionnement du moteur triphasé donnent :

$$C_m \propto \frac{P_g}{n_s} \propto \frac{P_m}{n_r} \qquad (I.3)$$

et :

$$P_g = \frac{3I_2^2 r_2}{S} \qquad (I.4)$$

Pour n_s constante on a :

$$C_m \propto \frac{I_2^2 r_2}{S} \quad \text{ou} \quad C_m \propto \frac{S}{r_2} V_1^2 \qquad (I.5)$$

On peut constater que le courant dans le rotor varie proportionnellement à la tension d'alimentation, alors que le couple C_m et la puissance P_g varient proportionnellement au carré de cette tension.

I.A.2. Effets de la réduction de la tension d'alimentation sur le comportement du moteur

Dans le fonctionnement normal du moteur, les pertes électriques essentielles sont les pertes joules dans le rotor. Si on diminue trop la tension d'alimentation les pertes joules dans le stator peuvent ne plus être négligeables, et elles peuvent être appréciées par l'étude du courant d'alimentation.

Dans le fonctionnement sous tension normale le courant magnétisant est relativement important, mais il peut être négligé lorsqu'on alimente le stator sous tension réduite; dans ces conditions I_1 peut être considéré comme proportionnel à I_2. La variation du courant rotorique avec le glissement peut indiquer la variation des pertes joules dans le stator et le rotor.

Considérons les deux modes de fonctionnement d'utilisation du moteur :

a) Une charge dont le couple est proportionnel au carré de la vitesse du moteur

Dans ce cas on a :

$$C_r \propto n_r^2 \propto (1 - S)^2 \qquad (I.6)$$

En fonctionnement normal du moteur $C_r = C_m$, nous pouvons tirer des équations (I.5) et (I.6)

$$I_2 \propto \frac{(1-S)\ S^{1/2}}{r_2^{1/2}} \qquad (I.7)$$

b) Fonctionnement du moteur à couple constant

Dans ce cas, on peut obtenir de l'équation (I.5)

$$I_2 \propto \left(\frac{S}{r_2}\right)^{1/2} \qquad (I.8)$$

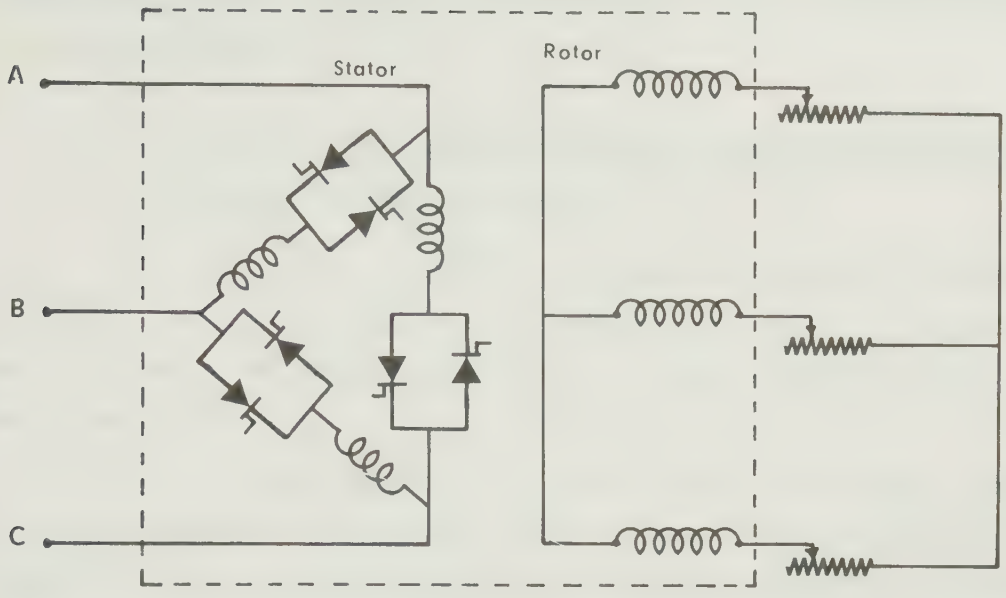
Les équations (I.7) et (I.8) montrent que le courant est inversement proportionnel à $r_2^{1/2}$. Il est clair que si le moteur a un faible glissement en pleine charge (r_2 petit), on peut s'attendre à une grande augmentation de I_2 donc de I_1 si la vitesse diminue (S augmente).

I.A.3. Contrôle de la tension d'alimentation par variation de l'angle d'allumage des thyristors

Une paire de thyristors montés tête bêche est utilisée sur chaque phase pour contrôler la tension d'alimentation, en réglant l'angle d'allumage de ces thyristors. Différents modes de connection des paires des thyristors, avec différentes connections du moteur ont été étudiées par W. SHEPHERD[3]. Les meilleurs résultats ont été obtenus pour un moteur à bagues avec les enroulements statoriques montés en triangle et les paires de thyristors branchées dans les phases comme indiqué sur la figure (I.1); alors que les enroulements rotoriques sont montés en étoile.

Cette méthode est la plus simple et peut être utilisée pour les moteurs de faible puissance. Elle a pour inconvénient, un échauf-

fement excessif du moteur aux faibles vitesses. Cet échauffement est dû



(FIG_I_1) Montage des thyristors pour contrôler la tension d'alimentation

en partie aux pertes joules élevées provenant de l'augmentation du courant d'alimentation, et en partie à l'augmentation des pertes dans le fer. Ces dernières proviennent de la forme d'onde de la tension d'alimentation qui est très riche en harmoniques de fréquences élevées, lorsque le retard à l'allumage est important. Cette méthode n'est donc pas à conseiller pour les moteurs de grande puissance.

Pour pallier ces inconvénients plusieurs solutions ont été proposées :

1.- Utiliser des moteurs avec des rotors ayant une grande résistance, donc un glissement important en pleine charge.

2.- Utiliser des moteurs spéciaux DEREK A. PAICE[1], dont la résistance du rotor a une caractéristique variable. Par exemple le moteur à rotor en fer massif dans lequel la valeur efficace de la résistance rotorique varie inversement avec la force électromotrice E_1.

3.- Brancher des résistances fixes avec le rotor qui donnent à peu près un glissement en pleine charge de 12%. PHILIP L. ALGER[2]

4.- Utiliser des saturistors* dans le circuit du rotor.

---

* Trademark of General Electric Company

Les méthodes 1 et 2 nécessitent des moteurs spéciaux. La méthode qui donne le meilleur rendement est l'utilisation des thyristors et des saturistors.

I.A.4. Contrôle de la tension d'alimentation en utilisant des thyristors et des saturistors

PHILIP L. ALGER[2] a utilisé au stator des thyristors dont il ajuste l'angle d'allumage pour contrôler la tension d'alimentation, et des saturistors au rotor pour limiter l'augmentation du courant aux basses vitesses.

Un saturistor est une réactance dont le noyau magnétique est fait d'une matière magnétique dure comme l'alnico dont les pertes par hystérésis varient proportionnellement avec la fréquence. Le saturistor est un élément statique dont le facteur de puissance est indépendant de la fréquence et dont l'impédance augmente avec le courant alternatif (qui traverse les enroulements), puis passe par une valeur maximale et diminue.

Un saturistor monophasé est un circuit magnétique rectangulaire, dont les côtés en alnico sont munis d'enroulements. Une colonne centrale en alnico, entourée d'un enroulement de commande parcouru par un courant continu peut être ajoutée pour permettre un réglage de l'impédance du saturistor.

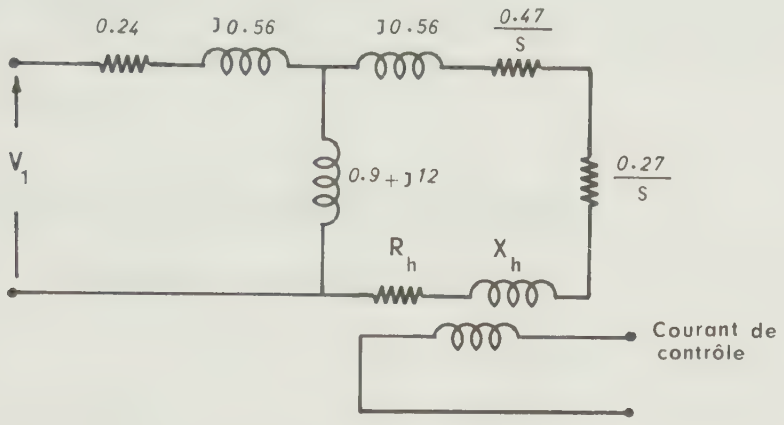
Suivant le domaine d'utilisation du moteur, sa vitesse peut être contrôlée de deux façons :

a) Tension d'alimentation du moteur constante et contrôle de l'impédance du saturistor par un courant continu

Le circuit équivalent du moteur utilisé avec saturistor saturable est donné sur la figure (I.2). On a constaté qu'en augmentant le courant continu de contrôle, la résistance du saturistor diminue plus rapidement que la réactance, ce qui fait que le facteur de puissance diminue. Pour une certaine valeur de courant de contrôle, la résistance devient très faible et l'alnico se sature.

Pour le démarrage et le fonctionnement du moteur jusqu'à une vitesse de 80% de la vitesse synchrone; il est préférable de garder la

tension d'alimentation constante, et de réduire le courant de contrôle de



(FIG-I-2) Circuit equivalent du saturistor saturable

la valeur maximale qu'on peut atteindre sans saturation jusqu'à la valeur zéro. Pour les vitesses plus basses, il faut réduire la tension d'alimentation tout en gardant le courant continu de contrôle à la valeur zéro.

Ce mode de contrôle donne un courant de démarrage réduit et un grand couple de décrochage. Il convient pour des applications qui nécessitent une grande gamme de variation de couple à hautes vitesses.

L'inconvénient est que l'addition de l'enroulement de contrôle double la quantité de fer et de cuivre utilisée ce qui n'est pas économique.

b) Contrôle de la tension d'alimentation tout en branchant des saturistors fixes au rotor

Dans ce mode de contrôle, il a été utilisé des saturistors fixes sans circuit de contrôle à courant continu, ce qui est plus économique. La tension d'alimentation est réglée par la variation de l'angle d'allumage des thyristors.

La distorsion de la forme d'onde due au retard de l'angle d'allumage a des effets négligeables. Cela est dû à ce qu'il ne faut pas trop réduire la tension pour diminuer la vitesse comme dans le cas où le circuit du rotor est purement résistif. De plus la grande réactance du saturistor limite les courants de hautes fréquences produits par les harmoniques.

Une résistance en parallèle avec le saturistor aura pour effet de le court-circuiter dans la gamme des basses vitesses améliorant aussi le facteur de puissance et assurant un grand couple.

Ce mode de contrôle est convenable pour le fonctionnement du moteur à puissance constante. L'utilisation des saturistors permet de faire varier la tension d'alimentation tout en maintenant un bon rendement du moteur.

I.B. RECUPERATION DE L'ENERGIE DE GLISSEMENT

I.B.1. Principe de fonctionnement

La vitesse du moteur asynchrone à rotor bobiné peut être réglée en contrôlant le glissement du moteur à l'aide des résistances branchées en série avec le rotor.

La puissance P_g transmise à travers l'entrefer est donnée par :

$$P_g = \left[SP_g\right] + \left[(1-S)\ P_g\right] \qquad (I.9)$$

La fraction $\left[SP_g\right]$ est dissipée en pertes joules dans les enroulements rotoriques et dans les résistances extérieures en série, alors que l'autre fraction $\left[(1-S)\ P_g\right]$ est utilisée comme puissance mécanique interne P_m dans le moteur. Le rapport de la puissance mécanique délivrée par le moteur P_{del} à la puissance P_g est égal à (1-S); si on néglige les pertes mécaniques et les pertes supplémentaires

$$\frac{P_{del}}{P_g} \simeq 1 - S \qquad (I.10)$$

La puissance électrique d'alimentation du moteur étant plus grande que P_g, le rendement du moteur est encore plus petit que (1-S). La caractéristique rendement-vitesse d'un moteur donnée figure (I.3) montre le faible rendement du moteur aux basses vitesses.

La méthode de récupération de l'énergie de glissement peut être utilisée pour contrôler la vitesse du moteur avec un meilleur rendement. L'énergie de glissement est extraite des enroulements rotoriques et

utilisée pour renforcer le couple délivré par le moteur, ou renvoyée au réseau selon deux principes connus que nous allons rappeler.

(FIG-I-3) Caractéristique rendement_vitesse d'un moteur asynchrone contrôlé par des resistances en série avec le moteur

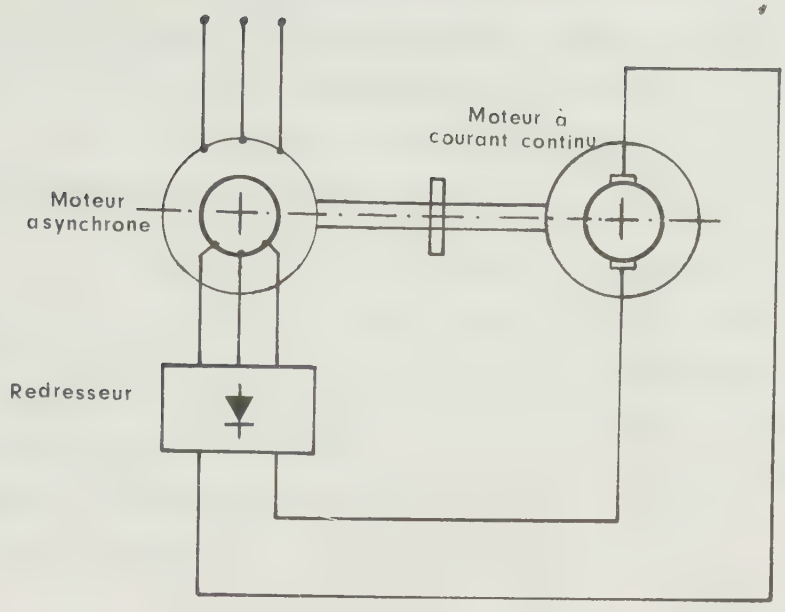
a) Cascade Kramer ou récupération mécanique de la puissance de glissement

La puissance de glissement prise des bagues du moteur, est redressée puis fournie à un moteur auxiliaire à courant continu qui est couplé mécaniquement sur une autre extension de l'arbre du moteur asynchrone comme indiqué par la figure (I.4). Le couple de la charge est produit conjointement par le moteur asynchrone et le moteur auxiliaire. La contribution du moteur auxiliaire réduit la charge mécanique sur le moteur asynchrone.

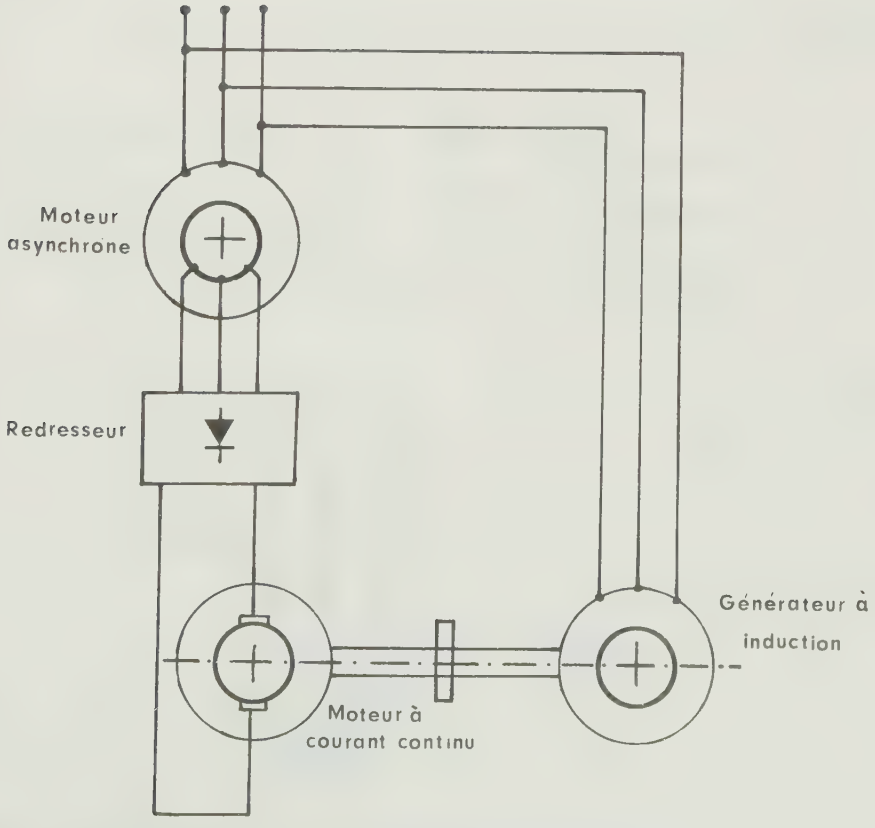
Ce système fournit une puissance constante à la charge. Il est utilisé pour une charge nécessitant une puissance constante durant toute la gamme de variation de vitesse.

b) Cascade Scherbius ou récupération électrique de la puissance de glissement

La puissance de glissement prise des bagues du moteur, est redressée et renvoyée à un groupe moteur à courant continu-générateur à



(FIG-I-4) Système cascade Kramer



(FIG-I-5)Système cascade Scherbius

induction, à travers lesquels, après avoir fourni les pertes nécessaires dans ces machines, elle est récupérée comme puissance électrique à la fréquence du réseau comme donné par la figure (I.5).

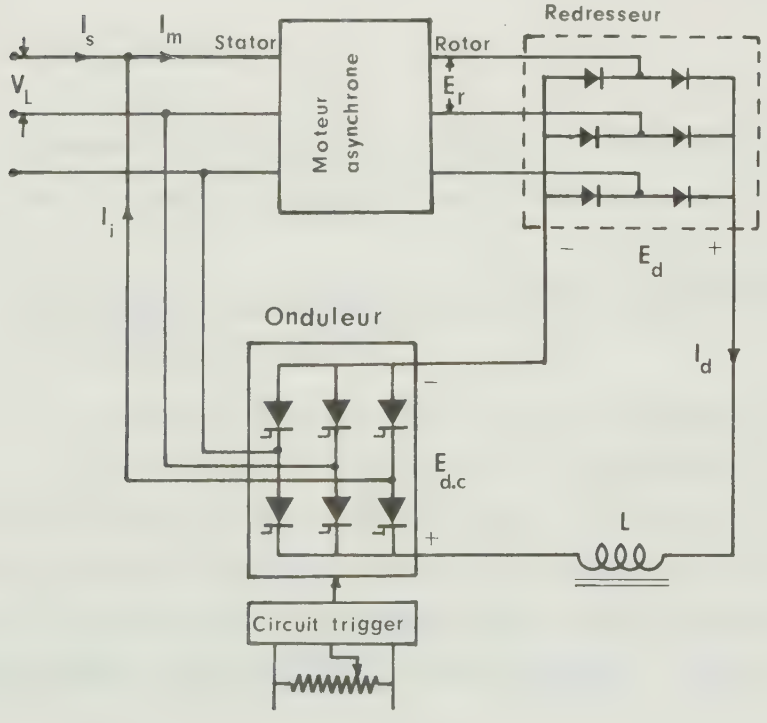
Ce montage est utilisé pour une charge nécessitant un couple constant durant toute la gamme de variation de vitesse.

Dans les deux systèmes, le contrôle de la circulation de la puissance de glissement est obtenu simplement par variation du champ magnétique du moteur à courant continu. En réduisant le champ magnétique, la force électromotrice de ce moteur est réduite, permettant une circulation plus facile aux courants rotoriques du moteur asynchrone ce qui fait augmenter la vitesse du moteur asynchrone. Inversement, la vitesse est réduite si on augmente ce champ magnétique.

Des considérations pratiques et économiques limitent la vitesse maximale à 50% de la vitesse synchrone. Les groupes tournants de la cascade Scherbius ont été récemment remplacés par un onduleur statique.

I.B.2. Montage et principe du système utilisé pour récupérer l'énergie de glissement en utilisant un onduleur statique à thyristors

La figure (I.6) montre le montage du système utilisé par



(FIG-I-6) Récupération de l'énergie de glissement utilisant un onduleur statique

W. SHEPHERD[4,5], DEREK A.PAICE[8] et J.P. CORDIER[9]. Un moteur asynchrone à rotor bobiné dont la tension entre bagues est envoyée sur un pont redresseur à double alternance triphasé . L'amplitude et la fréquence de la force électromotrice E_r sont proportionnelles au glissement du moteur. La valeur moyenne de la tension redressée E_d ainsi que la fréquence de l'ondulation dépendent de la vitesse du moteur.

La tension redressée est filtrée par une inductance L de façon à ce que la tension $E_{d.c}$ appliquée à l'onduleur soit égale à E_d, L sert aussi à limiter les pertes dans les enroulements du rotor en filtrant les harmoniques. La tension $E_{d.c}$ est renvoyée sur un onduleur à pont triphasé de thyristors dont les sorties sont branchées sur le réseau d'alimentation.

La valeur moyenne de la tension directe $E_{d.c}$ en circuit ouvert est :

$$E_{d.c} = 1.35\ S\ V_L \qquad (I.11)$$

La valeur du courant de sortie de l'onduleur I_i dépend de la différence entre la tension directe $E_{d.c}$ et la force électromotrice opposée présentée par l'onduleur. Cette dernière dépend de l'angle d'allumage des thyristors α et de la tension du réseau d'alimentation, elle est égale à :

$$V_{opposée} = 1.35\ V_L \cos \alpha \qquad (I.12)$$

La vitesse du moteur est contrôlée en réglant l'angle d'allumage α. L'onduleur absorbe de l'énergie du rotor pour $\pi/2 < \alpha < \pi$.

I.B.3. Comportement du moteur avec l'énergie de glissement récupérée et renvoyée au réseau

W.SHEPHERD[6] a utilisé un moteur asynchrone 2ch. avec le montage de la figure (I.6). Il a trouvé qu'en augmentant l'angle d'allumage α des thyristors pour réduire la vitesse du moteur, on obtient un bon rendement du système aux basses vitesses, mais par contre le facteur de puissance est faible. Aussi le système a les caractéristiques couple-courant d'alimentation, d'un moteur à courant continu à excitation séparée

plutôt que celles d'un moteur asynchrone.

A. LAVI et R.J. POLGE[7] ont montré l'importance du rapport de transformation du moteur. Celui-ci détermine la gamme de contrôle de la vitesse possible et aussi le facteur de puissance du système. Trois solutions peuvent être utilisées pour améliorer le facteur de puissance aux basses vitesses :

1- En branchant un transformateur élévateur entre l'onduleur et le réseau d'alimentation avec le côté haute tension branché au réseau de façon à ce que la tension vue par l'onduleur soit réduite par rapport à celle du réseau ($V_{opposée}$ est réduit).

2- En branchant un transformateur élévateur entre les bagues du moteur et le redresseur (on augmente $E_{d.c}$).

3- En utilisant un moteur ayant un rapport de transformation $\frac{\text{tension rotorique}}{\text{tension statorique}}$ élevé (on augmente $E_{d.c}$).

Ces modifications ont pour effet de changer le rapport de transformation de la boucle du moteur.

Les résultats obtenus montrent que l'amélioration du facteur de puissance aux basses vitesses est accompagnée par une grande baisse du rendement et par une réduction de la gamme de contrôle de la vitesse.

Une autre solution pour améliorer le facteur de puissance aux basses vitesses tout en gardant un bon rendement du système est donnée par W. SHEPHERD[6], qui a amélioré le facteur de puissance en ajustant l'impédance du moteur à l'aide de condensateurs de compensation.

I.B.4. Comportement du système en utilisant des condensateurs de compensation

Trois condensateurs de 100 µF montés en triangle ont été branchés sur les enroulements statoriques du moteur 2ch. utilisé. Les résultats obtenus ont indiqué une augmentation de certains harmoniques du courant du moteur, ainsi qu'une légère baisse du rendement par rapport au fonctionnement sans compensation. Cela est dû à ce que les condensateurs branchés sur le réseau diminuent l'impédance opposée aux harmoniques du

courant. Le facteur de puissance est élevé aux hautes vitesses, mais diminue rapidement avec la réduction de la vitesse.

Les mêmes condensateurs montés en triangle ont été branchés sur les bagues du moteur. Aux hautes vitesses, la réactance des condensateurs est si grande que les condensateurs ont des effets négligeables sur le fonctionnement. Lorsque la vitesse est réduite, les condensateurs ont progressivement un effet plus grand. Les résultats obtenus indiquent un rendement élevé dans toute la gamme de vitesse , ainsi qu'un bon facteur de puissance aux basses vitesses.

I.C. CONTROLE DE LA FREQUENCE ET DE LA TENSION DU RESEAU D'ALIMENTATION

I.C.1. Principe de fonctionnement

La vitesse du moteur asynchrone est proportionnelle à la fréquence du réseau d'alimentation. Si on revient aux équations fondamentales du fonctionnement du moteur, on peut constater que lorsque le moteur est alimenté à partir d'un réseau de tension constante et de fréquence variable, il peut fonctionner à puissance constante (P_m = const) si le glissement S du moteur est maintenu constant à la valeur nominale. Mais la gamme de vitesse est limitée. Dans ce cas le flux du moteur n'est pas constant et c'est sa valeur qui limite la gamme des vitesses atteintes. Pour les hautes vitesses, ce flux doit être suffisant pour garantir un bon fonctionnement, alors que pour les basses vitesses il ne doit pas être trop élevé pour ne pas saturer le moteur.

Dans plusieurs applications du moteur asynchrone, en particulier dans la traction, il est nécessaire de pouvoir contrôler la vitesse dans une grande gamme de fonctionnement du moteur à couple constant. Il faut alors alimenter le moteur à partir d'un réseau d'amplitude et de fréquence variables. Les convertisseurs statiques de fréquence répondent bien à ce besoin.

Plusieurs convertisseurs statiques ont été réalisés, chacun est caractérisé par :

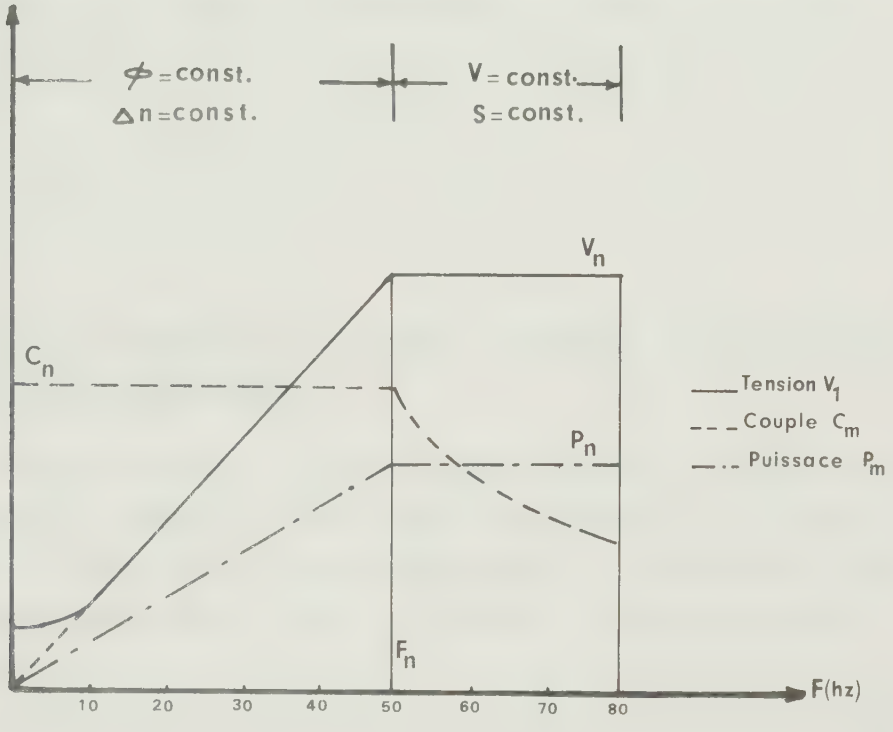
1.- Son mode de fonctionnement;qui dépend du réseau d'alimentation, continu ou alternatif.

2.- Son mode de commutation; naturelle ou forcée.

3.- Son mode de commande.

I.C.2. Caractéristique du moteur asynchrone utilisé dans la traction

Les caractéristiques du moteur asynchrone utilisé dans la traction et fonctionnant à couple constant sont données par la figure (I.7).



(FIG-I-7) Caractéristiques du moteur asynchrone utilisé dans la traction

Des équations fondamentales du moteur, on a :

$$E_1 \propto f_s \phi \qquad \text{ou} \qquad \phi \propto \frac{V_1}{f_s} \tag{I.13}$$

Le couple du moteur est :

$$C_m \propto \left(\frac{V_1}{f_s}\right)^2 \tag{I.14}$$

Pour pouvoir contrôler la vitesse du moteur fonctionnant à couple constant, la vitesse de glissement ($\Delta n = n_s - n_r$), et le flux dans l'entrefer doivent être maintenus constants à la valeur nominale. Alors (V_1/f_s) est constant ce qui mène à une caractéristique tension-fréquence linéaire. Pour les basses vitesses la caractéristique de la tension n'est plus linéaire, cela est dû à ce que l'effet de la résistance statorique devient considérable et il faut alimenter le moteur par une tension plus élevée.

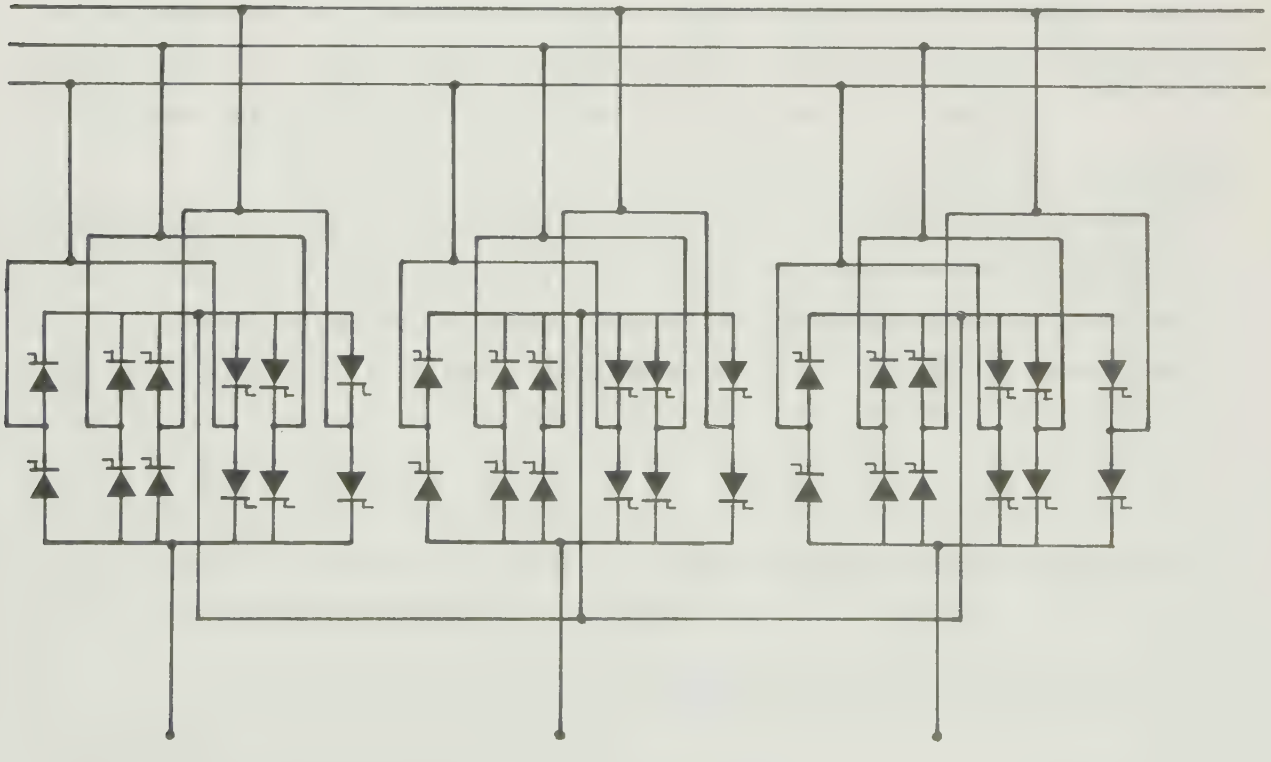
La puissance P_m varie linéairement avec la fréquence. Pour ce mode de fonctionnement le rendement n'est pas maximal.

Pour les fréquences supérieures à la fréquence nominale, la croissance linéaire de la tension entraînerait un excédent de puissance qui ne serait pas nécessaire à la vitesse maximale (ou ne serait pas transmis à la charge). C'est pourquoi pour les fréquences supérieures à 50 Hz, on fait fonctionner le moteur à puissance constante. Pour cela la tension d'alimentation et le glissement du moteur sont maintenus constants à la valeur nominale.

I.C.3. Moteur asynchrone utilisé dans la traction et alimenté par un cycloconvertisseur

Un des premiers convertisseurs statiques de fréquence triphasée utilisant les thyristors est le cycloconvertisseur. W. SLABIAK et L.J. LAWSON[12] ont réalisé un cyclovonvertisseur qui a été utilisé dans des applications industrielles, dans la traction et en aéronautique.

Il se compose principalement de trois groupes de soupapes figure (I.8). Chacun d'eux se compose de deux ponts redresseurs à double



(FIG-I-8) Cycloconvertisseur à double alternance

alternance triphasés montés en tête bêche. Un pont conduit le courant positif à la charge, alors que l'autre conduit le courant négatif.

Le contrôle séquentiel de l'allumage des thyristors permet le contrôle de l'amplitude et de la fréquence de la tension de sortie. La fréquence de la tension de sortie (dont la forme est proche de la sinusoïde) est variable dans une gamme limitée. La fréquence la plus élevée que l'on peut atteindre est inférieure à la moitié de celle du réseau.

Le cycloconvertisseur alimenté par un réseau de haute fréquence, 400 Hz est utilisé dans des véhicules comme les locomotives à diesel et les véhicules à turbine à gaz. Dans des applications industrielles, le cycloconvertisseur est alimenté par un groupe (moteur-génératrice) qui donne une fréquence de 400 à 2000 Hz.

Ce convertisseur utilise la commutation naturelle ce qui simplifie le dispositif de commande. Son inconvénient est la limitation de la fréquence maximale de la tension de sortie, et la nécessité d'utiliser un très grand nombre de soupapes ce qui le rend très coûteux.

I.C.4. Moteur asynchrone à double alimentation

Willis F. LONG et Norbert L. SCHMITZ[13] ont réalisé un système qui a les caractéristiques d'un moteur série à courant continu en ce qui concerne les caractéristiques couple-vitesse, la possibilité des surcharges et un grand couple au démarrage. Ce système trouve des applications dans les véhicules électriques et aussi dans l'industrie.

Un moteur asynchrone à rotor bobiné est utilisé. Ses enroulements statoriques et rotoriques sont branchés en série à l'aide de bagues et de balais. Si la succession des phases du stator est positive, et celle du rotor négative, un couple moyen est développé lorsque le moteur tourne au double de la vitesse synchrone. Ce couple moyen est donné par :

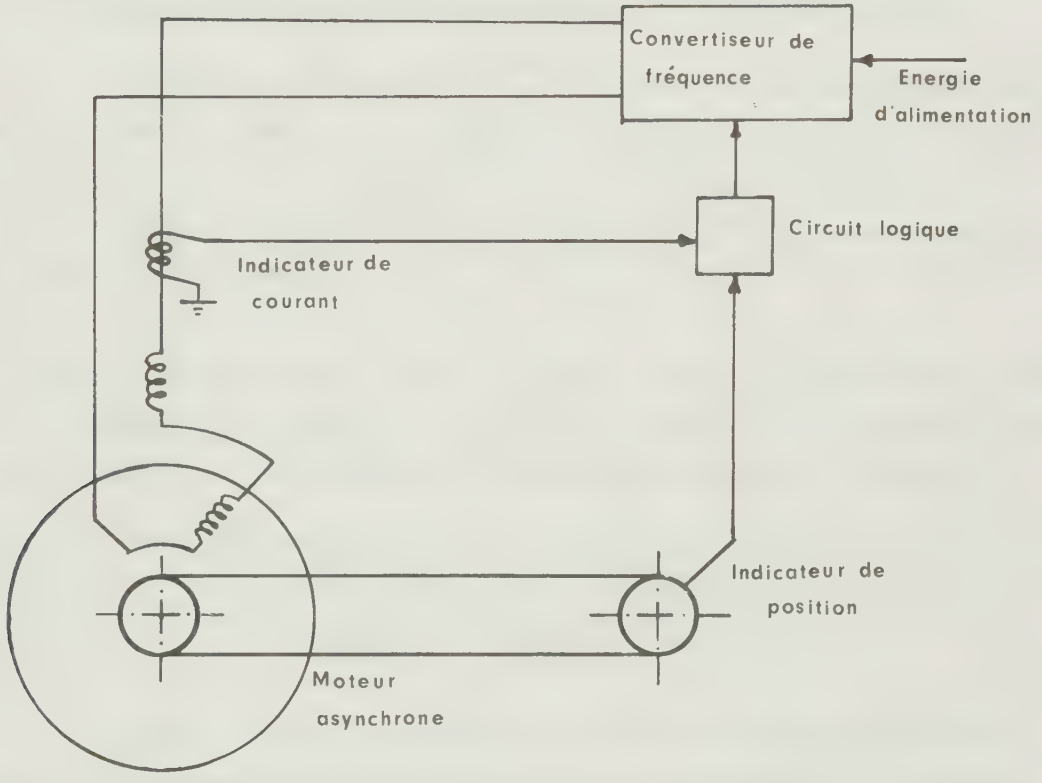
$$C_m = K\, I_1\, I_2 \sin \delta \qquad (I.15)$$

avec δ l'angle de déphasage entre les forces magnétomotrices du stator et du rotor (l'angle du couple).

Pour $I_1 = I_2$, si l'angle δ est maintenu constant, le couple

est proportionnel au carré du courant d'alimentation, comme pour un moteur série à courant continu.

Le système utilisé est donné figure (I.9). Il comprend un moteur asynchrone alimenté par un cycloconvertisseur à une alternance, qui comprend six thyristors par phase. Celui-ci est alimenté par un réseau de 400 Hz. Le contrôle séquentiel de l'allumage des thyristors permet le contrôle de l'amplitude et de la fréquence de la tension d'alimentation du moteur.



(FIG-I-9) Système du moteur asynchrone à double alimentation

L'instabilité inhérente du moteur à double alimentation (due à la variation de l'angle δ), et aussi les problèmes de démarrage ont été surmontés en utilisant un indicateur de position de l'arbre du moteur à toutes les vitesses. L'indicateur de position utilise des magnétodiodes, et à travers un circuit logique à semi-conducteur, les gachettes des thyristors sont commandées pour contrôler la tension d'alimentation du moteur de façon à maintenir l'angle du couple δ à une valeur constante.

Le moteur présente une charge inductive sur le cycloconvertisseur. Il absorbe de la puissance durant une partie de la demi-période lorsque la tension et le courant sont de même polarité; alors qu'il

délivre de la puissance au système lorsque ceux-ci sont de polarité différente. Le retour de l'énergie au réseau est rendu possible en utilisant un indicateur de courant du moteur qui comprend des magnétodiodes qui agissent sur la commande des thyristors, par l'intermédiaire d'un circuit logique.

Les résultats obtenus pour des moteurs de 2ch. et 5ch. sont comparables à ceux d'un moteur série à courant continu.

I.C.5. Convertisseur statique de fréquence à commutation forcée

Plusieurs chercheurs[14,15,21] ont utilisé le convertisseur statique de fréquence donné par la figure (I.10) pour alimenter le moteur asynchrone (utilisé dans la traction) avec une tension d'amplitude et de fréquence contrôlable. Ce convertisseur alimenté par un réseau alternatif triphasé comprend deux parties :

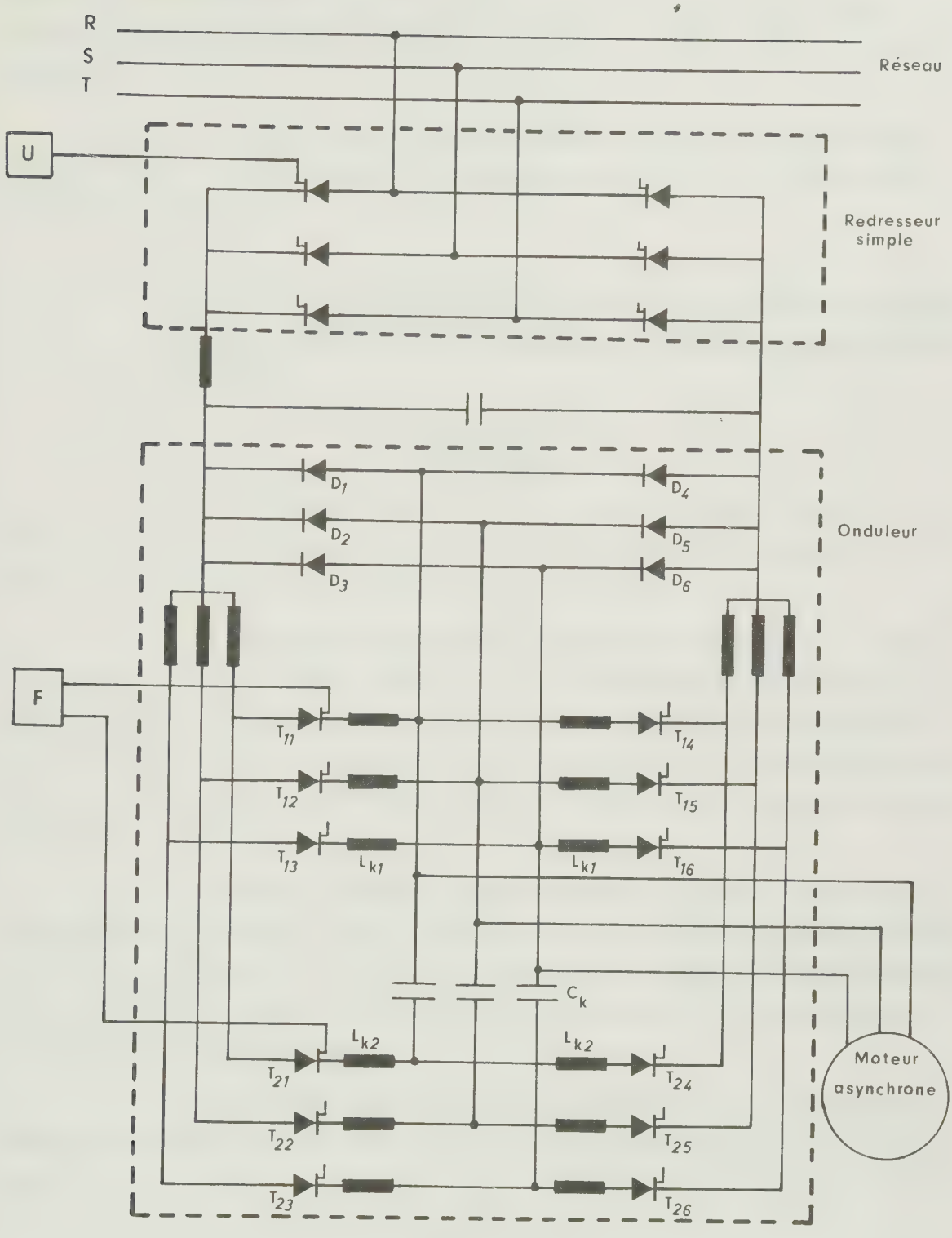
I. La partie redresseur constituée d'un pont triphasé de thyristors. Elle sert à convertir la tension alternative du réseau en une tension continue d'amplitude contrôlable utilisée pour alimenter l'onduleur.

II. L'onduleur qui comprend les diodes de retour D_1 à D_6 et les thyristors principaux (T_{11} à T_{16}). T_{21} à T_{26} sont les thyristors d'extinction, qui avec c_k et L_K constituent le dispositif de commutation.

L'amplitude de la tension de sortie du convertisseur est contrôlée par la commande des thyristors du pont redresseur qui règlent l'amplitude de la tension continue d'alimentation de l'onduleur. La fréquence de la tension de sortie du convertisseur est contrôlée par la commande des thyristors principaux de l'onduleur.

L'onde de la tension de sortie du convertisseur dépend du mode de commande de l'onduleur. Boris MOKRYTZKI[17] et Paul D. AGARWAL[18] ont utilisé la modulation par impulsions de durées variables pour commander l'onduleur. Ce mode de commande a l'avantage d'obtenir une tension de sortie dont le taux d'harmoniques est faible, mais cela au prix d'un circuit de commande plus compliqué.

Les résultats obtenus pour un moteur asynchrone fonctionnant à puissance constante sont comparables à ceux d'un moteur à courant



(FIG-I-10) Convertisseur statique de fréquence

continu. On obtient un rendement élevé, un bon facteur de puissance aux basses vitesses, ainsi qu'un courant modéré et un couple important au démarrage.

Ce convertisseur utilise moins de soupapes que le cycloconvertisseur, et la fréquence et l'amplitude peuvent être réglées dans une grande gamme.

I.C.6. Un système de contrôle du moteur asynchrone alimenté à partir de batterie comme source d'énergie et utilisé dans un véhicule électrique

1- ELECTROVAIR I

La Compagnie General Motors a fait plusieurs essais d'un car électrique utilisant un moteur asynchrone à vitesse contrôlable, alimenté à partir de batteries comme source d'énergie.

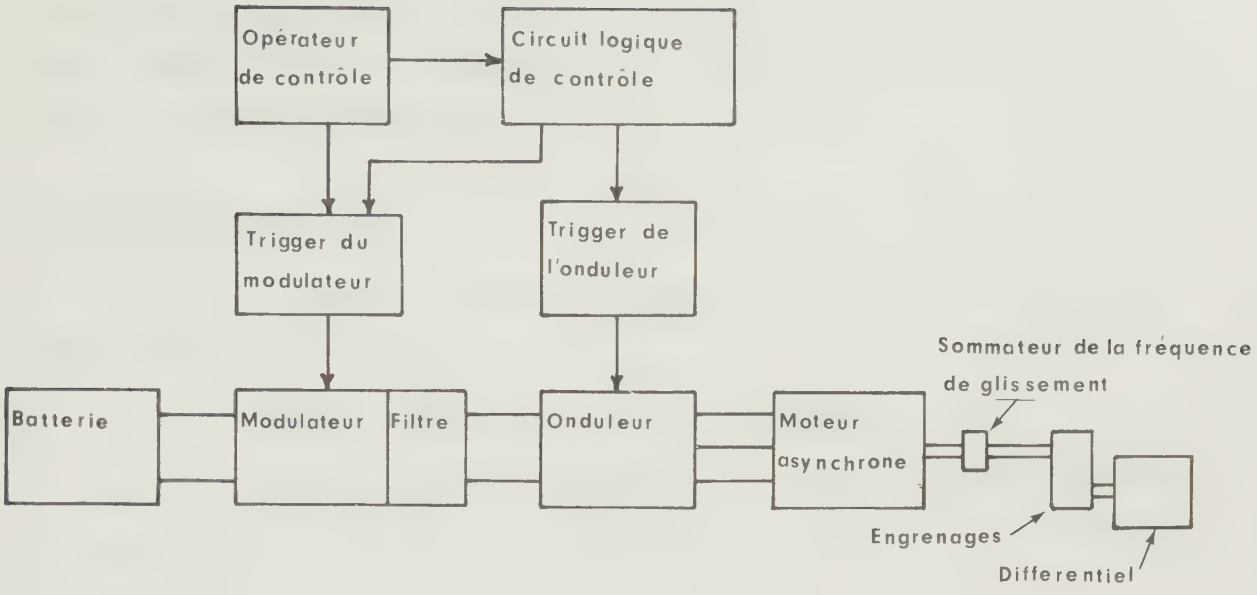
Le système de contrôle utilisé pour le premier car d'essai Electrovair I[19] est donné figure (I.11). Le modulateur de tension convertit la tension continue de la batterie en une tension impulsionnelle dont la valeur moyenne varie entre une valeur maximale et une valeur minimale. A l'aide d'un filtre, on applique à l'onduleur une tension continue d'amplitude contrôlable.

L'onduleur convertit cette tension continue en une tension rectangulaire triphasée, d'amplitude égale à celle de sa tension d'alimentation et de fréquence variable. Le modulateur et l'onduleur sont construits pour fonctionner à partir d'une batterie de 450 volts, et les thyristors utilisés sont de 400 Ampères.

Electrovair I est suivi par Electrovair II où le fonctionnement du modulateur et de l'onduleur est réuni dans un onduleur à modulation.

2- ELECTROVAIR II

Le diagramme bloc du système de contrôle du moteur est donné figure (I.12). Des batteries en argent-zinc alimentent un onduleur à modulation qui convertit la tension continue en une tension alternative tri-



(FIG-I-11) Schéma bloc du système de commande "Electrovair I"

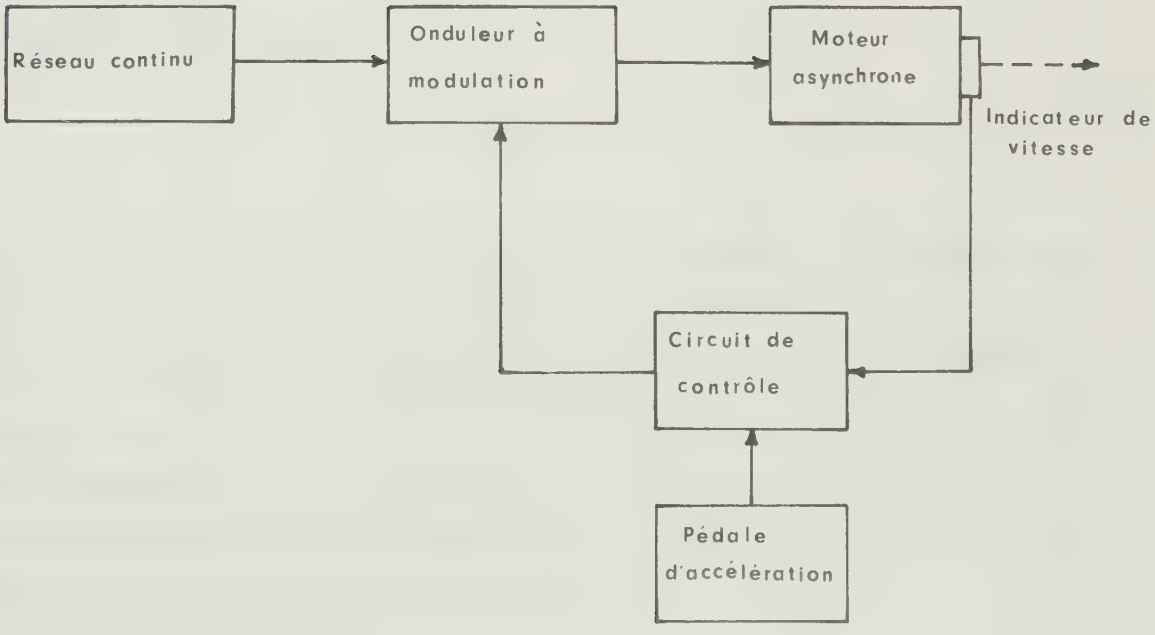


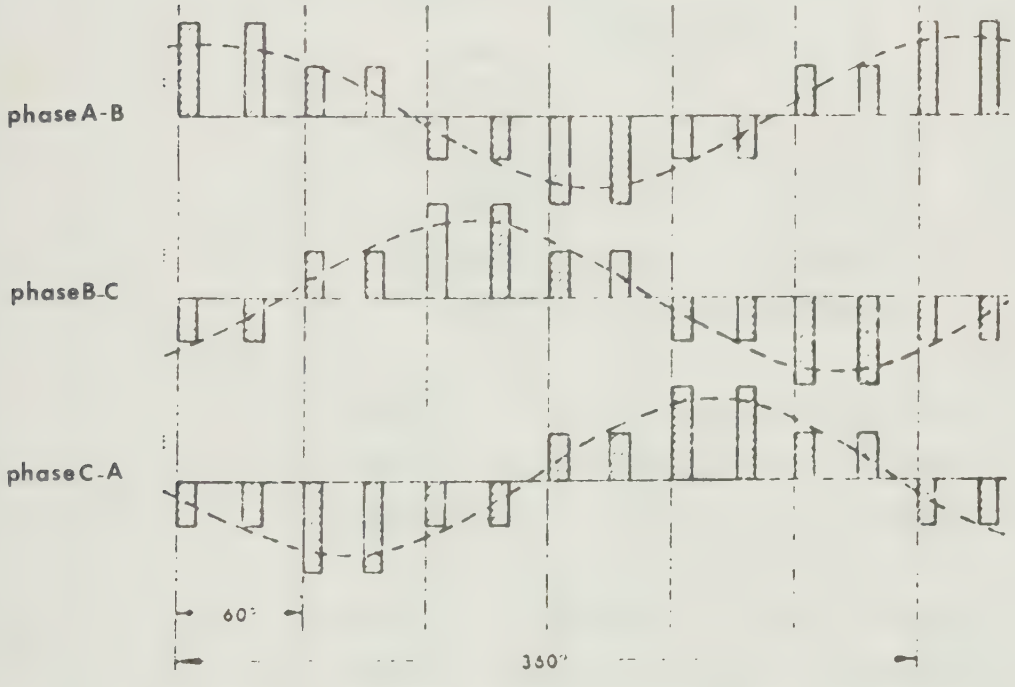
FIG-I-12) Schéma bloc du système de commande "Electrovair II"

phasée (formée d'impulsions) d'amplitude et de fréquence contrôlable. La durée de chaque impulsion ainsi que le nombre d'impulsions par cycle du moteur sont variables, ce qui mène à une modulation par impulsions de durée et de fréquence variables.

L'onduleur à modulation

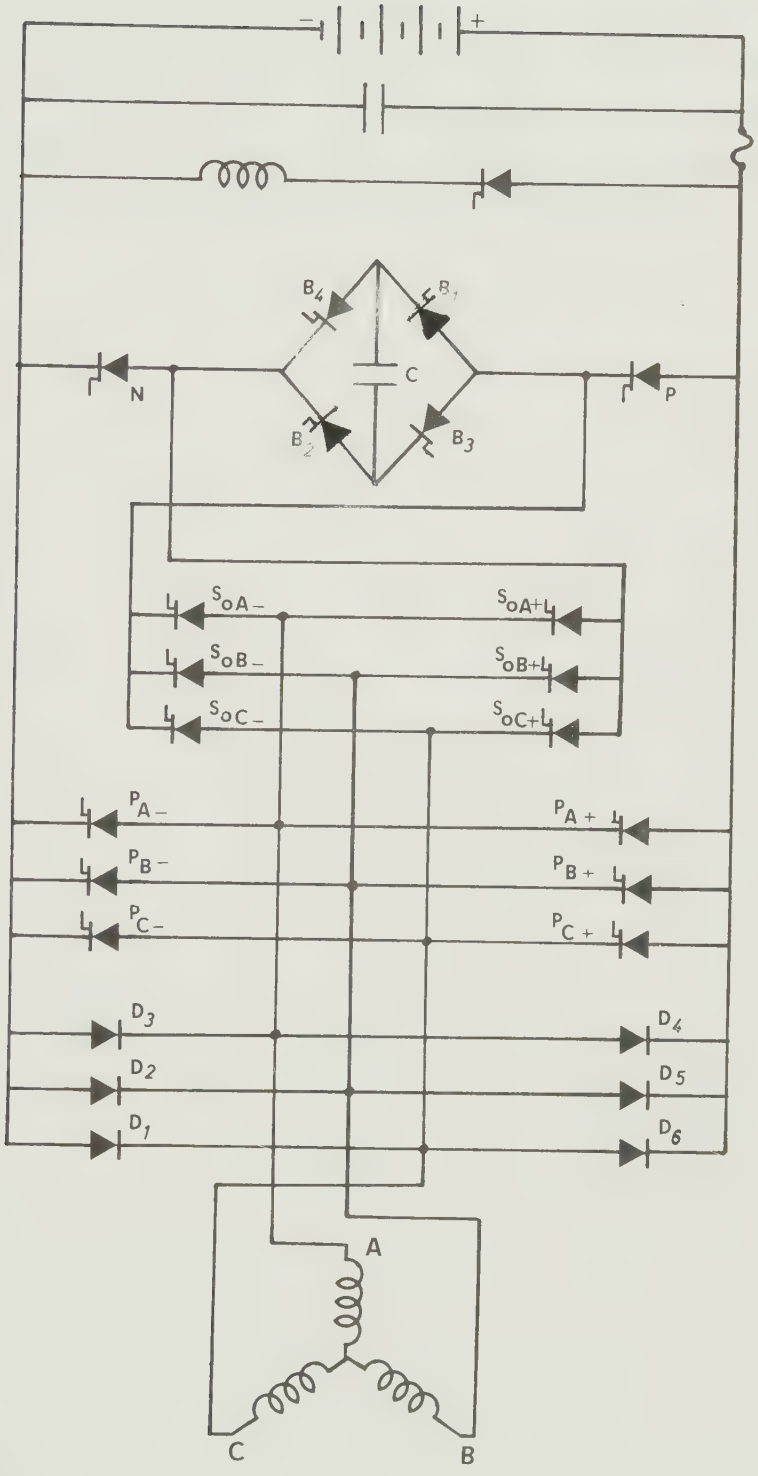
L'onduleur utilisé est donné figure (I.13). Il comprend trois parties essentielles.

I. Un pont triphasé comprenant les thyristors principaux $P_{A\pm}$, $P_{B\pm}$, $P_{C\pm}$. Il réalise la connection du réseau continu aux différentes bornes du moteur séquentiellement. La forme idéale de la tension du moteur est donnée par la figure (I.14).



(FIG-I-14)
L'onde idéale de la tension du moteur

II. Le circuit de commutation comprenant des inductances, des résistances, des condensateurs, et douze thyristors dont six sont des thyristors de commutation $S_{oA\pm}$, $S_{oB\pm}$, $S_{oC\pm}$. L'énergie des impulsions de commutation est fournie par le condensateur C. Pour utiliser la charge du condensateur dans les deux sens, un pont de quatre thyristors est branché sur ce condensateur. Deux thyristors N et P relient le pont à la borne positive ou négative de la batterie pour compléter la connection à travers le thyristor principal à éteindre.



(FIG-I-13) Onduleur à modulation

III. Un circuit pour le passage de la puissance réactive comprend une diode en série avec une inductance (non indiquée sur le schéma), branchées en parallèle avec chaque thyristor principal.

Le système de contrôle a été utilisé avec un moteur asynchrone fonctionnant à puissance constante dans une gamme de vitesse de 4 : 1. Le rendement obtenu est élevé aux hautes vitesses, mais pour les basses vitesses le faible rendement obtenu est dû à la distorsion de la forme d'onde qui augmente les pertes dans le moteur. Ce système de contrôle est trop coûteux pour être applicable dans les véhicules électriques.

§ § §

CHAPITRE II

CARACTERISTIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE FONCTIONNANT A PUISSANCE CONSTANTE DANS UNE GRANDE GAMME DE VITESSE

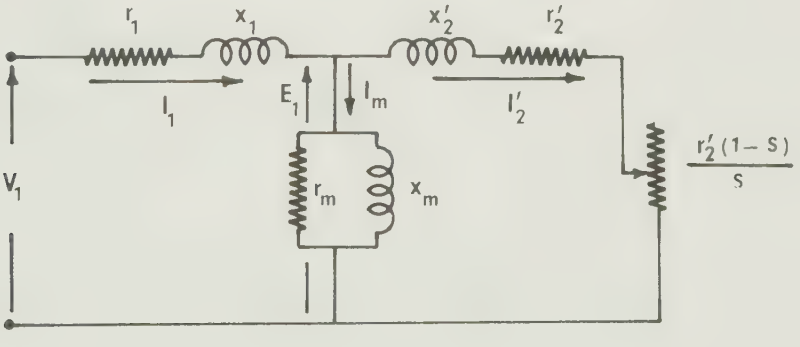
Le fonctionnement du moteur utilisé pour un véhicule électrique nécessite un grand couple aux basses vitesses pour avoir une accélération rapide, et un faible couple aux hautes vitesses; ou autrement dit une puissance constante dans toute la gamme de vitesse.

Dans ce chapitre nous allons présenter une analyse simplifiée du fonctionnement du moteur asynchrone pour déterminer les caractéristiques mécaniques qui réalisent ce mode de fonctionnement, et aussi pour fixer les caractéristiques électriques du convertisseur statique à utiliser.

Considérons tout d'abord le circuit équivalent et les équations fondamentales du fonctionnement du moteur alimenté par un réseau d'amplitude et de fréquence variables.

II.1. CIRCUIT EQUIVALENT ET EQUATIONS FONDAMENTALES

Le circuit équivalent d'une phase du moteur est donné figure (II.1), avec les paramètres du rotor rapportés au stator.



(FIG-II-1) Circuit equivalent du moteur asynchrone

$$Z_1 = r_1 + J\,x_1 \qquad (II.1)$$

$$Z'_2 = r'_2/S + J\,x'_2 \qquad (II.2)$$

$$Y_m = 1/r_m - J/x_m \qquad (II.3)$$

Des tensions triphasées appliquées sur les phases du stator produisent dans l'entrefer un champ tournant de vitesse.

$$n_s = \frac{f_s}{p} \text{ tours/sec.} \qquad (II.4)$$

Si le moteur tourne à une vitesse n_r tours/sec., le glissement S est donné par :

$$S = \frac{n_s - n_r}{n_s} = \frac{\Delta n}{n_s} = \frac{\Delta f}{f_s} = \frac{p\ \Delta n}{f_s} \qquad (II.5)$$

Du circuit équivalent on tire :

Le courant rotorique

$$I_2' = \frac{E_1}{Z_2'} \qquad (II.6)$$

Le courant magnétisant

$$I_m = E_1\ Y_m \qquad (II.7)$$

Le courant statorique

$$I_1 = E_1\ (\frac{1}{Z_2'} + Y_m) \qquad (II.8)$$

La tension d'alimentation

$$V_1 = E_1 \left[1 + \frac{Z_1}{Z_2'} + Z_1\ Y_m \right] \qquad (II.9)$$

Le nombre complexe $Z_1\ Y_m$ est petit,

$$C_1 = 1 + Z_1\ Y_m \qquad (II.10)$$

est un nombre un peu plus grand que l'unité, et on a

$$V_1 = E_1 \left[C_1 + \frac{Z_1}{Z_2'} \right] \qquad (II.11)$$

alors :

$$E_1 = \frac{V_1 \left[\frac{r_2'}{s} + J\ x_2' \right]}{(r_1 + J\ x_1) + C_1 \left[\frac{r_2'}{s} + J\ x_2' \right]} \qquad (II.12)$$

et le courant rotorique est :

$$|I'_2| = \left|\frac{E_1}{Z'_2}\right| = \frac{V_1}{\sqrt{(r_1 + C_1 \frac{r'_2}{s})^2 + \left[x_1 + C_1 x'_2\right]^2}} \qquad (II.13)$$

Le couple du moteur peut être exprimé par :

$$C_m = \frac{P_g}{\omega_s} \text{ newton.mètre} \qquad (II.14)$$

avec :

$$\omega_s = 2\pi n_s \qquad (II.15)$$

Aussi :

$$P_g = 3I'^2_2 \frac{r'_2}{s} \qquad (II.16)$$

Alors :

$$C_m = \frac{3}{2\pi n_s} V_1^2 \frac{Sr'_2}{(Sr_1 + C_1 r'_2)^2 + S^2(x_1 + C_1 x'_2)^2} \qquad (II.17)$$

D'où l'on peut tirer :

$$C_m = \frac{3}{2\pi \frac{f_s}{p}} V_1^2 \frac{\frac{\Delta f}{f_s} r'_2}{\left[\frac{\Delta f}{f_s} r_1 + C_1 r'_2\right]^2 + \left[(\frac{\Delta f}{f_s})(\frac{f_s}{50})(x_1 + C_1 x'_2)\right]^2} \qquad (II.18)$$

où x_1 et x'_2 sont les réactances à 50 Hz.

Les chutes de tension dans la résistance statorique sont faibles et peuvent être négligées, et on a :

$$C_m = \frac{3}{2\pi} (\frac{V_1}{n_s})^2 \frac{\Delta n . r'_2}{(C_1 r'_2)^2 + \left[\frac{p\ \Delta n}{50} (x_1 + C_1 x'_2)\right]^2} \qquad (II.19)$$

Des équations (II.8) et (II.6) on peut tirer :

$$I_1 = \frac{V_1\left[\left(1 + \frac{r_2'}{Sr_m} + \frac{x_2'}{x_m}\right) + J\left(\frac{x_2'}{r_m} - \frac{r_2'}{Sx_m}\right)\right]}{(r_1 + C_1\, r_2'/S) + J(x_1 + C_1\, x_2')} \qquad \text{(II.20)}$$

Si on néglige les chutes de tension dans la résistance statorique, on a :

$$|I_1| = \frac{V_1\sqrt{\left[\frac{p\,\Delta n}{f_s}\left(1 + \frac{x_2'}{x_m}\right) + \frac{r_2'}{r_m}\right]^2 + \left[\frac{p\,\Delta n}{50}\;\frac{r_2'}{r_m} - \frac{r_2'}{x_m}\;\frac{50}{f_s}\right]^2}}{\sqrt{(C_1\, r_2')^2 + \left[\frac{p\,\Delta n}{50}\,(x_1 + C_1\, x_2')\right]^2}} \qquad \text{(II.21)}$$

De l'équation (II.13) on tire le courant rotorique

$$|I_2'| = \frac{(V_1/f_s)\; p\,\Delta n}{\sqrt{(C_1\, r_2')^2 + \left[\frac{p\,\Delta n}{50}\,(x_1 + C_1\, x_2')\right]^2}} \qquad \text{(II.22)}$$

Le facteur de puissance du rotor cos θ_2, où l'on a θ_2 l'angle entre E_2' et I_2', est donné par :

$$\cos\theta_2 = \frac{r_2'}{\sqrt{(r_2')^2 + (Sx_2')^2}} = \frac{r_2'}{\sqrt{(r_2')^2 + \left(\frac{p\,\Delta n}{50}\,x_2'\right)^2}} \qquad \text{(II.23)}$$

La puissance mécanique du moteur est donnée par :

$$P_m = (1 - S)\,P_g = \left(\frac{1 - S}{S}\right) 3I_2'^2\, r_2' \qquad \text{(II.24)}$$

et on a :

$$P_m = 3V_1^2\,\frac{r_2'\,(1 - S)S}{(Sr_1 + C_1 r_2')^2 + \left[S(x_1 + C_1\, x_2')\right]^2} \qquad \text{(II.25)}$$

alors :

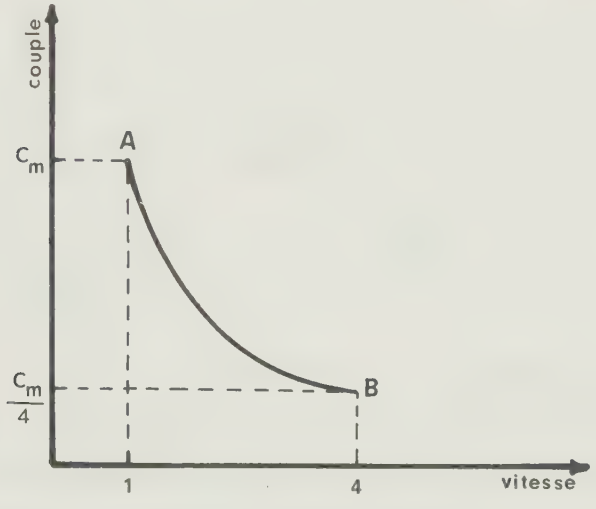
$$P_m = \frac{3V_1^2}{f_s}\,\frac{r_2'\,\Delta f\left(1 - \frac{\Delta f}{f_s}\right)}{\left[\frac{\Delta f}{f_s}\, r_1 + C_1\, r_2'\right]^2 + \left[\frac{\Delta f}{50}\,(x_1 + C_1\, x_2')\right]^2} \qquad \text{(II.26)}$$

Si l'on néglige les chutes de tension dans la résistance statorique, on a :

$$P_m = \frac{3V_1^2}{f_s} \frac{r_2' \, p \, \Delta n \, (1 - \frac{\Delta n}{n_s})}{(C_1 \, r_2')^2 + \left[\frac{p \, \Delta n}{50} (x_1 + C_1 \, x_2') \right]^2} \qquad (II.27)$$

II.2. ANALYSE DU MODE DE CONTROLE DE LA VITESSE DU MOTEUR

Considérons la caractéristique couple-vitesse d'un moteur fonctionnant à puissance constante dans une gamme de vitesse de 4 : 1 comme indiqué par la figure (II.2).



(FIG-II-2) Caracteristique couple-vitesse d'un vehicule électrique

Supposons que les valeurs du couple, du flux et du courant rotorique au point de fonctionnement A sont C_m, φ, I_2 . L'équation du couple à ce point A est donné par :

$$C_m = K \, I_2 \, \phi \cos \theta_2 \qquad (II.28)$$

Le point de fonctionnement à haute vitesse, B, où le couple est égal à $C_m/4$ peut être obtenu en changeant la valeur du courant et du flux dans une grande gamme. Considérons les deux modes de fonctionnement possibles :

I. La vitesse de glissement Δn est maintenue constante, mais le flux dans l'entrefer variable, au point B on a :

$$\frac{C_m}{4} = K. \frac{I_2}{2} . \frac{\phi}{2} \cos \theta_2 \qquad (II.29)$$

Cela est réalisé lorsque la valeur de la tension d'alimentation est la moitié de celle nécessaire pour maintenir le flux constant. Cela réduit aussi le courant de moitié (l'impédance étant constante).

II. Le flux dans l'entrefer est maintenu constant. La vitesse de glissement Δn doit varier pour augmenter l'impédance du moteur de façon que le courant soit à peu près $I_2/4$. Au point B on a :

$$\frac{C_m}{4} = K. \frac{I_2}{4} . \phi \cos \theta_2 \qquad (II.30)$$

Le courant est en réalité un peu plus grand que la valeur $I_2/4$ car le facteur de puissance a diminué. Dans ce cas, les pertes cuivre sont le quart et les pertes fer sont quatre fois celles de I.

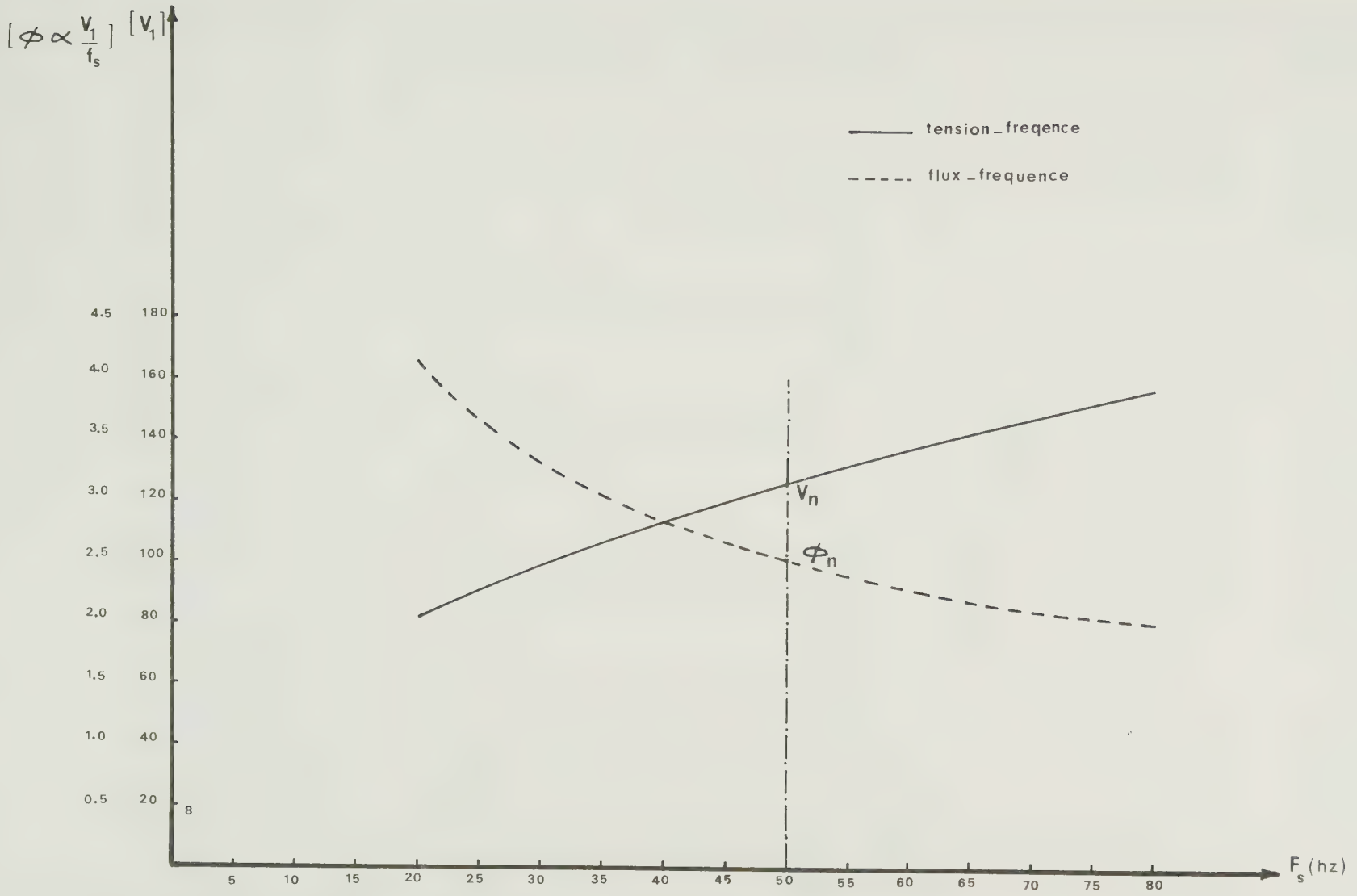
Le flux est directement proportionnel à la tension d'alimentation, alors que la vitesse de glissement Δn définit la valeur du courant I_2.

Dans le second cas, au point A, la vitesse de glissement est grande, le courant I_2 est grand ce qui fait que les pertes cuivre sont élevées. Au point B, les pertes fer et le courant magnétisant sont grands, et le facteur de puissance est réduit.

De cette analyse on peut en déduire que le meilleur mode de contrôle de la vitesse du moteur fonctionnant à puissance constante dans une grande gamme, est de contrôler la fréquence du réseau pour maintenir la vitesse de glissement Δn constante, tout en augmentant la tension d'alimentation pour produire le couple nécessaire pour maintenir la puissance constante. Le fonctionnement du moteur à puissance constante réalise un rendement maximal.

II.3. CARACTERISTIQUE TENSION-FREQUENCE DU MOTEUR ASYNCHRONE

Pour le fonctionnement du moteur à puissance nominale constante, on maintient la vitesse de glissement Δn constante à sa valeur nominale. A chaque vitesse du moteur correspond une valeur de la tension et de la fréquence qui réalisent ces conditions et que l'on peut obtenir de



(FIG-II-3) Caractéristiques (tension_fréquence) et (flux_fréquence) du moteur asynchrone utilisé dans un véhicule électrique

l'équation (II.27). Dans ce cas, la gamme de tension nécessaire est voisine de la racine carré de la gamme de vitesse.

Les caractéristiques tension-fréquence et flux-fréquence d'un moteur asynchrone 5.5ch., 220 volts, 1470 tours/min. sont données figure (II.3), et le tableau I donne les différentes valeurs pour une gamme de vitesse de 4 : 1, calculées des équations déjà données. Les paramètres du moteur sont :

r_1 = 0.345 ohms $\quad r'_2$ = 0.42 ohms $\quad r_m$ = 57.8 ohms

x_1 = 0.707 ohms $\quad x'_2$ = 0.707 ohms $\quad x_m$ = 12 ohms

N_s = 1500 tours/min. $\quad$ p = nombre de paires de poles = 2

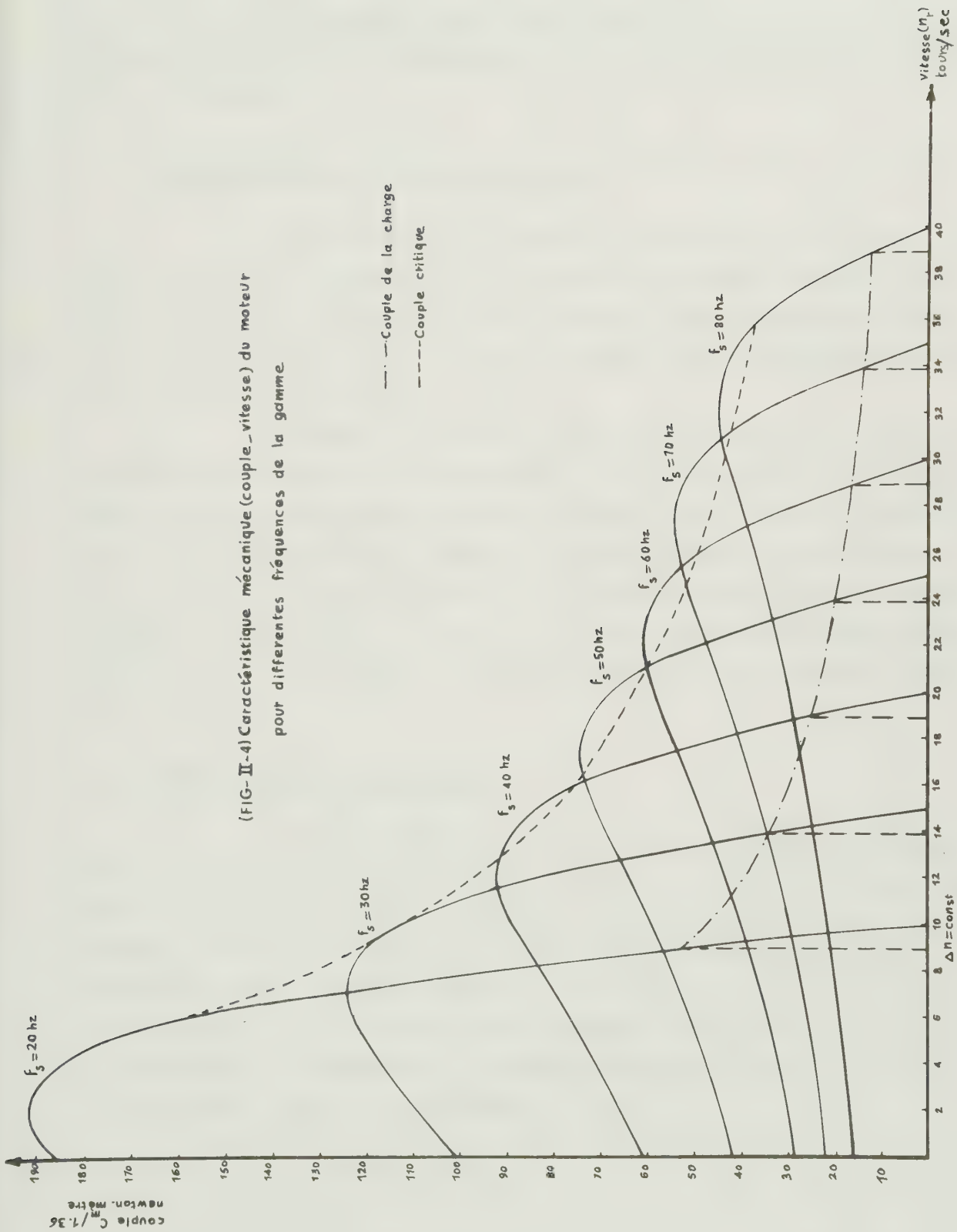
TABLEAU I

Δn = 1.07 = constante
P_m = 4.05 KW = constante

f_s (Hz)	V_1 (volts)	n_r (tr/sec)	S	C_m (newt.m.)	I_1 (Amp.)	V_1/f_s	
20	82.5	8.93	0.107	71.95	27.1	4.125	
25	91.5	11.43	0.086	56.30	24	3.65	
30	99.4	13.93	0.071	46.38	22.1	3.31	
35	106.9	15.43	0.061	39.44	20.65	3.05	
40	113.8	18.93	0.0535	34.14	19.35	2.85	
50	127	23.93	0.0429	27.47	17.62	2.55	*
60	137.9	28.93	0.0356	22.30	16.2	2.30	
70	148	33.93	0.0305	19.04	15.3	2.11	
80	158	38.93	0.0266	16.46	14.5	1.98	

* valeurs nominales

Pour les basses vitesses la valeur du flux est plus grande que la valeur nominale, c'est pour cela que la vitesse minimale est limitée à ce point de fonctionnement où le flux ne doit pas être très élevé pour ne pas saturer le moteur. La figure (II.3) montre qu'à la fréquence de 25 Hz, le flux est de 143% de la valeur nominale, et la vitesse du moteur est à peu près la moitié de la vitesse nominale. A la fréquence 80 Hz,



(FIG-II-4) Caractéristique mécanique (couple_vitesse) du moteur pour différentes fréquences de la gamme

le flux est de 77.5% de la valeur nominale; ce qui est encore suffisant pour assurer un bon fonctionnement du moteur à une vitesse deux fois plus grande que la vitesse nominale.

On peut faire ainsi fonctionner le moteur dans la gamme de fréquence 25 à 80 Hz tout en gardant le flux dans l'entrefer dans des limites convenables.

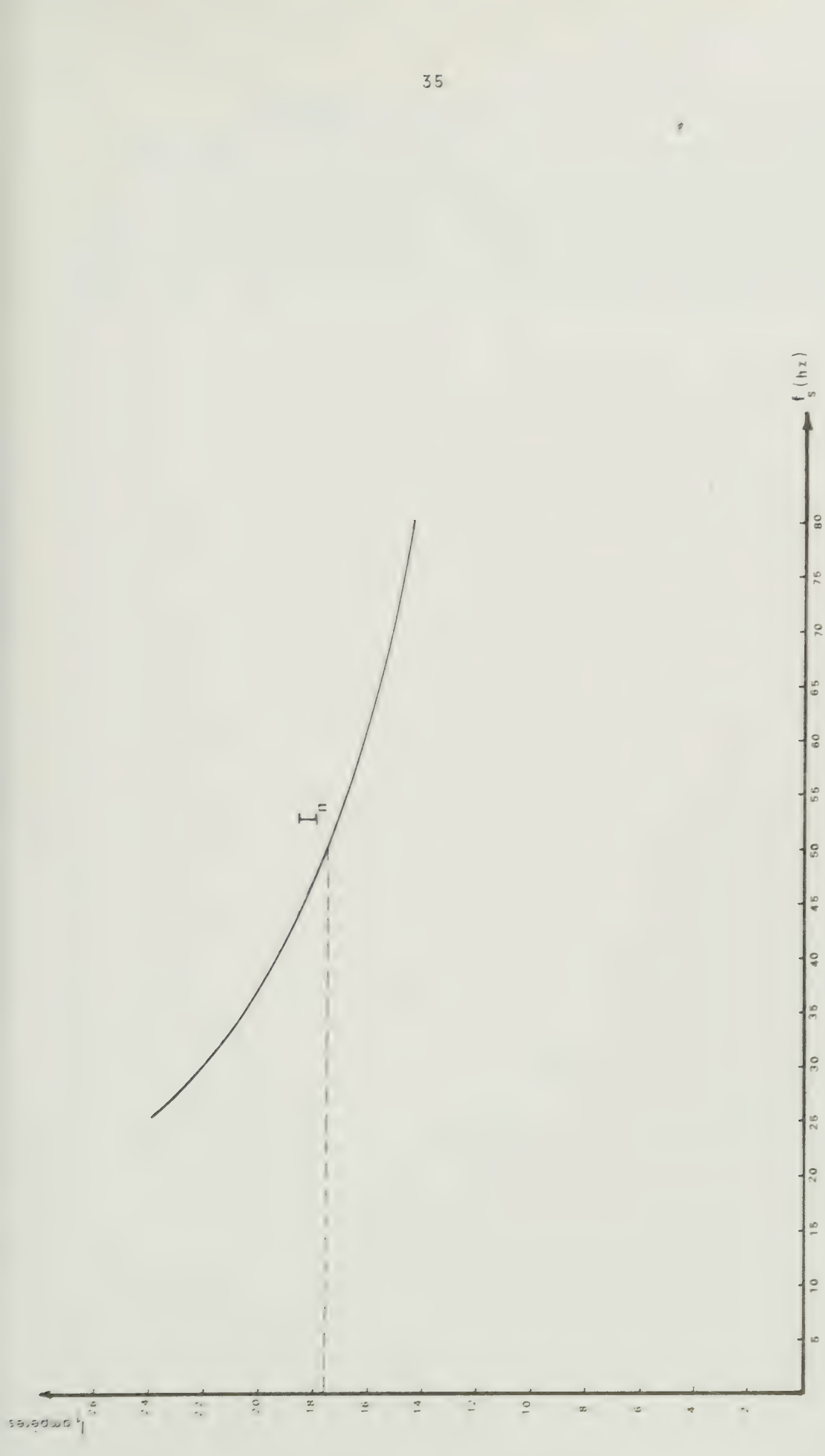
II.4. CARACTERISTIQUE MECANIQUE DU MOTEUR

La caractéristique mécanique couple-vitesse du moteur, obtenue à partir de l'équation (II.19) pour les différentes valeurs de la fréquence et de la tension données au tableau I, est indiquée dans la figure (II.4). Il est clair que le couple maximal pour les différentes fréquences n'est pas constant.

Le point qui limite le fonctionnement du moteur dans la zone stable est le point du couple maximal, et à ce point on a le glissement maximal que le moteur peut atteindre en charge. Pour éviter le fonctionnement du moteur dans la zone instable, il est raisonnable de se fixer un couple critique à ne pas dépasser, en le choisissant tel que le glissement correspondant soit égal à la moitié du glissement qui correspond au couple maximal. Le couple critique est donné par la courbe en pointillé de la figure (II.4).

II.5. COURANT STATORIQUE DU MOTEUR

La figure (II.5) donne la variation du courant statorique avec la fréquence obtenue de l'équation (II.21). Le courant n'est pas constant, mais varie durant toute la gamme de fonctionnement. Pour les basses vitesses, le courant est plus grand que la valeur nominale parce que l'excitation du moteur est plus élevée. A la fréquence 25 Hz, le courant statorique est égal à 1.36 fois le courant nominal. En augmentant la tension et la fréquence d'alimentation, le courant statorique diminue. Il atteint 0.82 du courant nominal à la fréquence 80 Hz.



(FIG-II-5) Caractéristique (courant statorique _ frequence) du moteur

En résumé, on peut faire fonctionner le moteur à puissance constante dans une gamme de vitesse de 4 : 1 , en contrôlant la fréquence et la tension d'alimentation du moteur pour maintenir la vitesse de glissement Δn constante à la valeur nominale. Le flux et le courant du moteur sont modérés, et le rendement est maximal. Le facteur de puissance est élevé et égal à la valeur nominale comme donné par l'équation (II.23).

§§§

CHAPITRE III

CIRCUIT DE PUISSANCE DU CONVERTISSEUR STATIQUE ET CHOIX DES ELEMENTS DU CIRCUIT DE COMMUTATION

Nous allons réaliser un convertisseur statique de fréquence qui convient aux exigences du contrôle de la vitesse du moteur asynchrone et que l'on peut utiliser dans un véhicule électrique. Pour cela, le convertisseur doit avoir les caractéristiques suivantes :

1.- Possibilité du réglage de la fréquence dans une grande gamme, et continuité de ce réglage. En particulier, il est nécessaire de disposer d'un fonctionnement sûr aux basses fréquences.

2.- La tension doit pouvoir être ajustée de façon continue, indépendamment de la fréquence.

3.- L'ajustage de la fréquence et de la tension devra pouvoir se faire très rapidement et sans retard.

4.- Possibilité de changer le facteur de puissance de la charge sans avoir à modifier la valeur de certains éléments du convertisseur (éléments du circuit de commutation).

5.- Le convertisseur doit alimenter le moteur par des courants et des tensions dont la forme ne s'écartera pas trop de la forme sinusoïdale. De la sorte, les pertes supplémentaires dans la machine et les couples parasites resteront faibles.

6.- Le convertisseur doit avoir un bon rendement.

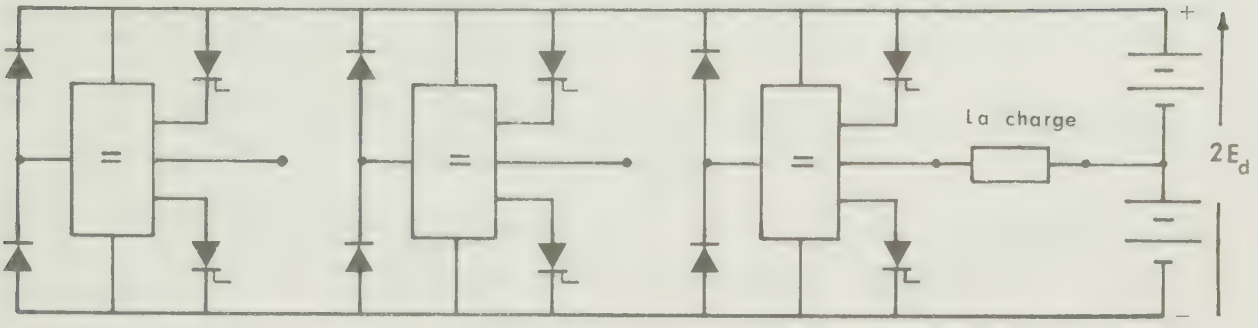
7.- Le circuit de puissance doit contenir le minimum de soupapes, et le circuit de commande doit être simple de façon que le prix de revient ne soit pas très élevé.

Pour répondre à ces exigences, nous avons choisi le convertisseur statique à pont triphasé donné par la figure (III.1) dont le circuit de puissance comprend :

I. Un pont de deux thyristors avec deux diodes de retour par phase [seu-

lement une branche est montrée figure (III.1)].

II. Le circuit d'extinction ou de commutation.



(FIG-III-1) Circuit de puissance du convertisseur statique

= Circuit de commutation

III.1. COMMUTATION FORCEE DE L'ONDULEUR

Parmi les différents modes de commutation, nous avons choisi la commutation forcée par impulsion. Ainsi le convertisseur est de dimension réduite, il a une faible chute de tension et un bon rendement.

Dans cette méthode, on utilise simplement une impulsion pour inverser la tension appliquée au thyristor en conduction afin de l'éteindre. L'amplitude de l'impulsion doit être suffisante pour annuler le courant dans le thyristor et de durée assez longue afin que le thyristor ait le temps de se bloquer (t_{off}).

L'impulsion est obtenue à l'aide d'un circuit oscillant (inductance-condensateur) dont la période naturelle d'oscillation est directement reliée au t_{off} du thyristor, et dont l'impédance caractéristique x est fonction de la tension du réseau continu d'alimentation et de la valeur maximale du courant dans la charge qu'il faut commuter. Cela sera expliqué en détail.

III.2. CIRCUIT DE COMMUTATION

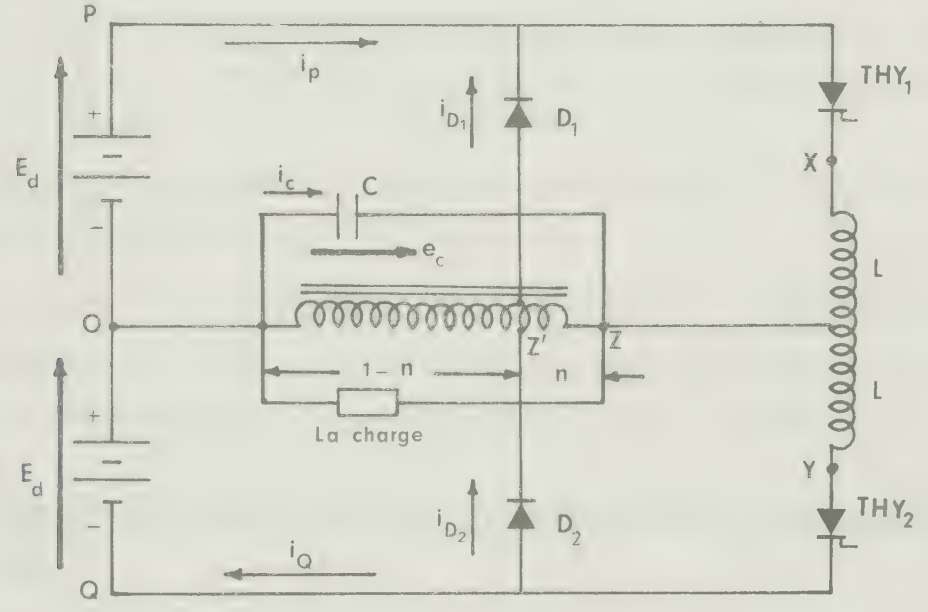
Nous avons choisi comme circuit de base, celui de Mc.MURRAY-BEDFORD[50] donné figure (III.2), dont nous allons expliquer le fonctionnement. Dans ce circuit, l'impédance de la charge et celle du transformateur

de sortie, sont groupées et rapportées au primaire. L'alimentation du circuit nécessite un réseau à courant continu avec un point milieu.

Les diodes de retour branchées sur des prises médianes du primaire ont une double fonction :

I. Elles offrent un passage au courant emmagasiné dans l'inductance de commutation L (après la commutation).

II. Elles permettent un passage au courant de la charge inductive après l'extinction du thyristor par l'impulsion de commutation.



(FIG-III-2) Circuit de base de Mc Murray_Bedford

III.3. HYPOTHESES IDEALES DU CIRCUIT

Pour simplifier l'analyse, on pose les hypothèses idéales suivantes :

1.- La période de la tension de sortie est beaucoup plus grande que le t_{off} du thyristor.

2.- L'inductance série (comprenant la charge et l'inductance de fuite du transformateur) qui constitue une partie de la charge totale, main-

tient le courant de la charge constant à une valeur I_L durant toute la période de commutation. L'inductance série doit être grande par rapport à l'inductance L du circuit de commutation, mais puisque cette dernière est normalement très petite, cette exigence est le plus souvent réalisée en pratique.

3.- Un transformateur idéal (T) est utilisé pour établir un point de prise médiane Z' pour brancher les diodes de retour. Les enroulements Z'Z sont une petite fraction n des enroulements OZ et sont fortement couplés à ceux-ci.

4.- Les deux moitiés de l'inductance de commutation sont fortement couplées. Elles doivent être bobinées sur le même noyau pour garantir un bon couplage magnétique, et un bon fonctionnement en autotransformateur durant les régimes transitoires.

5.- Le temps d'amorçage des thyristors est négligeable, ainsi que leur courant inverse durant l'extinction.

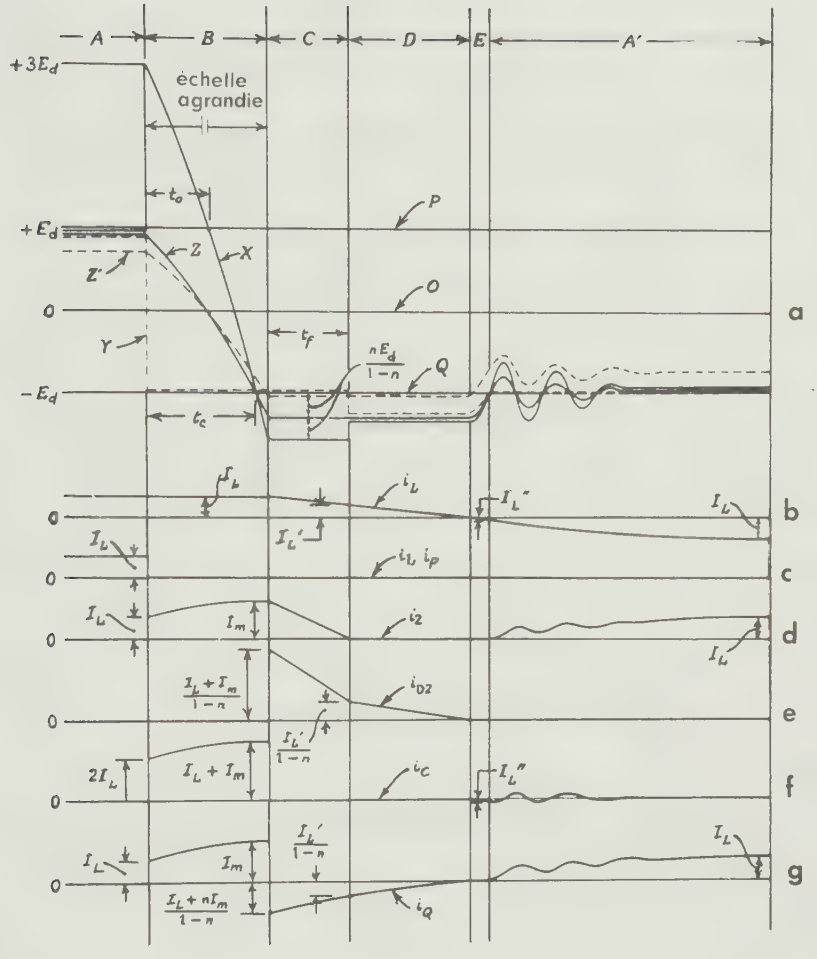
6.- Les pertes dans les éléments du convertisseur sont négligeables.

7.- L'impédance du réseau est nulle, ce qui peut être réalisé en branchant un condensateur de grande capacité sur le réseau.

III.4. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT ALIMENTANT UNE CHARGE INDUCTIVE

Une demi-période de fonctionnement est expliquée à l'aide des différentes ondes données dans la figure (III.3). Les tensions des différents points indiquées figure (III.3a) sont représentées par rapport au point neutre "O". Les courants indiqués figure (III.3) sont définis dans la figure (III.2), où les flèches indiquent la direction dans laquelle le courant est considéré comme positif. Les têtes des flèches des tensions figure (III.2) indiquent la polarité considérée comme positive.

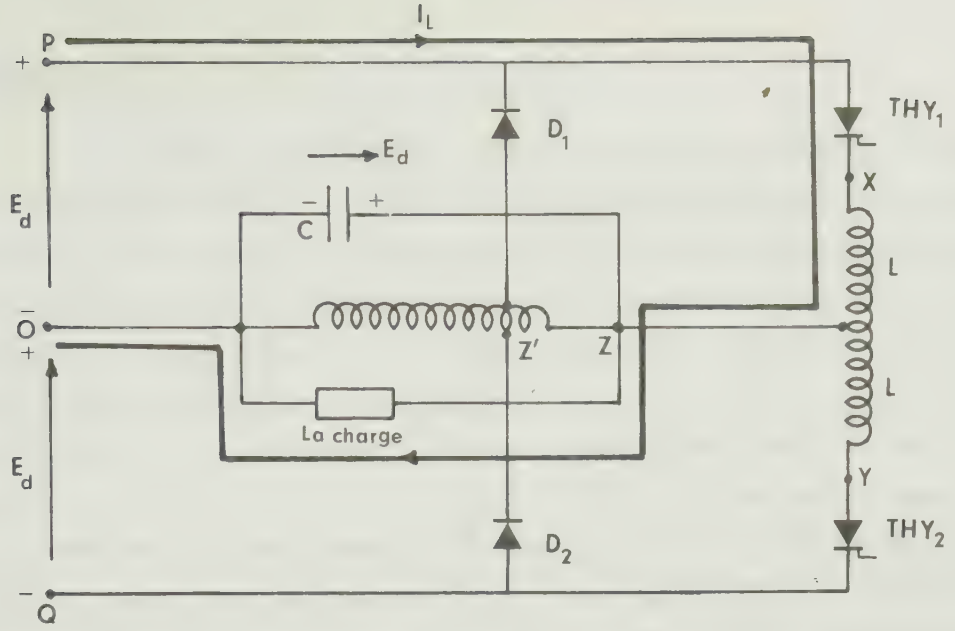
Chaque demi-période est divisée en cinq intervalles, désignés A, B, C, D, E limités par des changements d'états d'un thyristor ou d'une diode de retour. L'intervalle le plus important est celui de l'impulsion de commutation (intervalle B). Comme cette période est très courte, elle est représentée avec une échelle de temps agrandie (environ dix fois celle des autres intervalles).



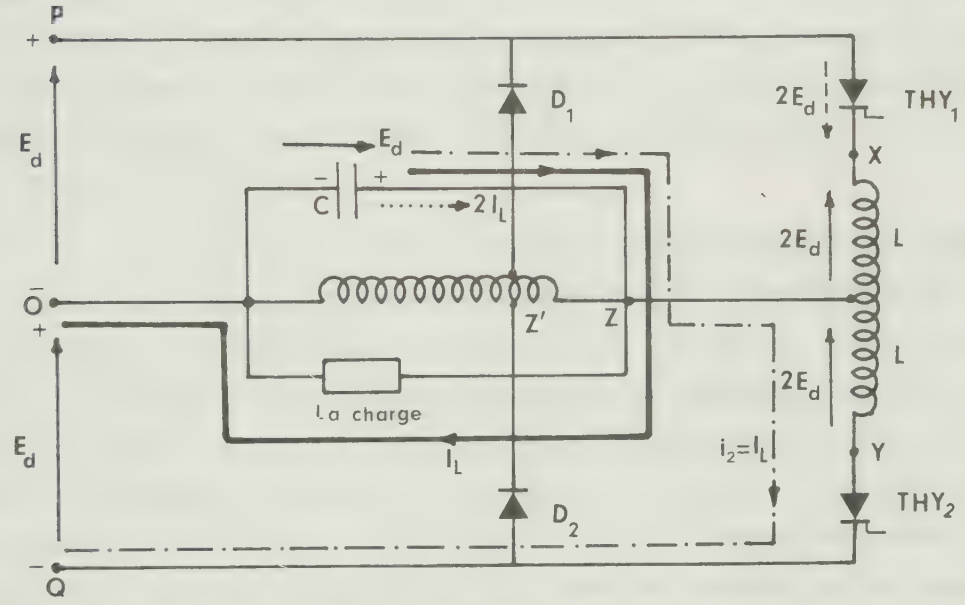
(FIG-III-3) Differentes ondes durant une demi-période pour une charge inductive

Intervalle A

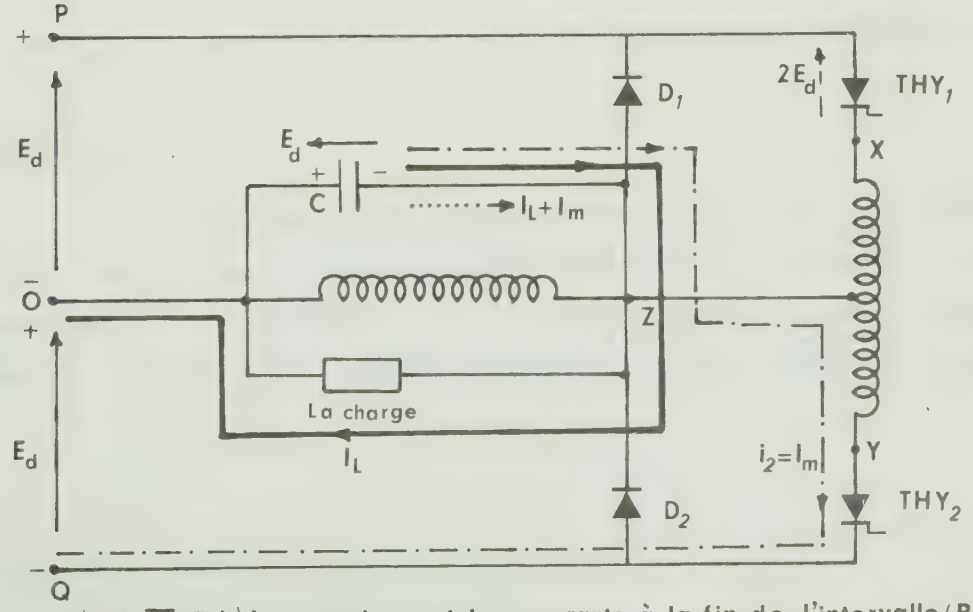
Le thyristor (THY_1) conduit le courant à la charge, il prend la puissance de la borne positive P. Si le taux de croissance du courant de la charge (di_L/dt) est modéré, la tension aux bornes de l'inductance L $\left[e_{xZ} = L\ (di_L/dt) \right]$ est petite devant la tension du réseau E_d; la borne Z de la charge est à un potentiel voisin de celui de P. Le condensateur C se charge à la tension E_d. A la fin de l'intervalle A, le courant de la charge atteint une valeur I_L. La figure (III.4) montre les tensions et la circulation du courant durant l'intervalle A.



(FIG-III-4) Circulation du courant durant l'intervalle (A)



(FIG-III-5-a) Les tensions et les courants au commencement de l'intervalle (B)



(FIG-III-5-b) Les tensions et les courants à la fin de l'intervalle (B) avec les diodes de retour branchées à la borne Z

Intervalle B

Pour commuter, on allume le thyristor (THY_2). Cela porte le potentiel du point Y au potentiel de la borne négative Q du réseau. Puisque la tension sur le condensateur ne peut pas changer instantanément, une tension de $2E_d$ apparaît sur les enroulements ZY. Par effet de transformation, la même tension est induite dans les enroulements XZ ce qui fait qu'une tension inverse de $2E_d$ est appliquée sur le thyristor (THY_1) qui s'éteint. Pour conserver l'énergie emmagasinée dans l'inductance, le courant I_L circulant dans le thyristor (THY_1) et les enroulements XZ doit être transféré aux enroulements ZY et le thyristor (THY_2). Un courant $2I_L$ doit être fourni par le condensateur C pour alimenter la charge et fournir le courant dans le thyristor (THY_2). La figure (III.5a) montre les tensions et les courants au commencement de l'intervalle B. La figure (III.3a) montre le temps t_o valable pour que le thyristor (THY_1) puisse retrouver son état de blocage et durant lequel le potentiel du point X est supérieur à celui de la borne P, appliquant ainsi une tension inverse sur le thyristor (THY_1).

Lorsque le point Z atteint le potentiel de la borne négative Q, la tension aux bornes de l'inductance de commutation est nulle et le courant i_2 a atteint une valeur maximale I_m. Si les diodes de retour étaient branchées à la borne Z, D_2 devrait maintenant conduire, et le courant I_m devrait circuler à travers les enroulements ZY, THY_2 et D_2. La diode D_2 doit aussi conduire le courant de la charge inductive jusqu'à l'inversion de ce dernier. En ce cas l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est dissipée en pertes joules dans la boucle, ce qui augmente beaucoup les dimensions de ces composants et réduit le rendement du circuit. La figure (III.5b) indique les courants et les tensions à la fin de l'intervalle B, avec les diodes de retour branchées à la borne Z.

Intervalle C

En branchant les diodes de retour au point de prise médiane Z', l'énergie emmagasinée peut être récupérée et renvoyée au réseau.Le commencement de l'intervalle C est retardé jusqu'à ce que le point Z' atteigne le potentiel de la borne négative Q, ce qui amène D_2 à conduire (le

condensateur C se charge à une tension $E_d/1-n)$.

La conduction de D_2 fait que la tension du réseau d'alimentation E_d est appliquée aux enroulements OZ', une tension $nE_d/1-n$ est induite dans les enroulements Z'Z. Cette tension est appliquée sur l'inductance YZ, ce qui permet au courant emmagasiné de diminuer linéairement de la valeur I_m à zéro dans un temps t_f qui peut être calculé par l'équation

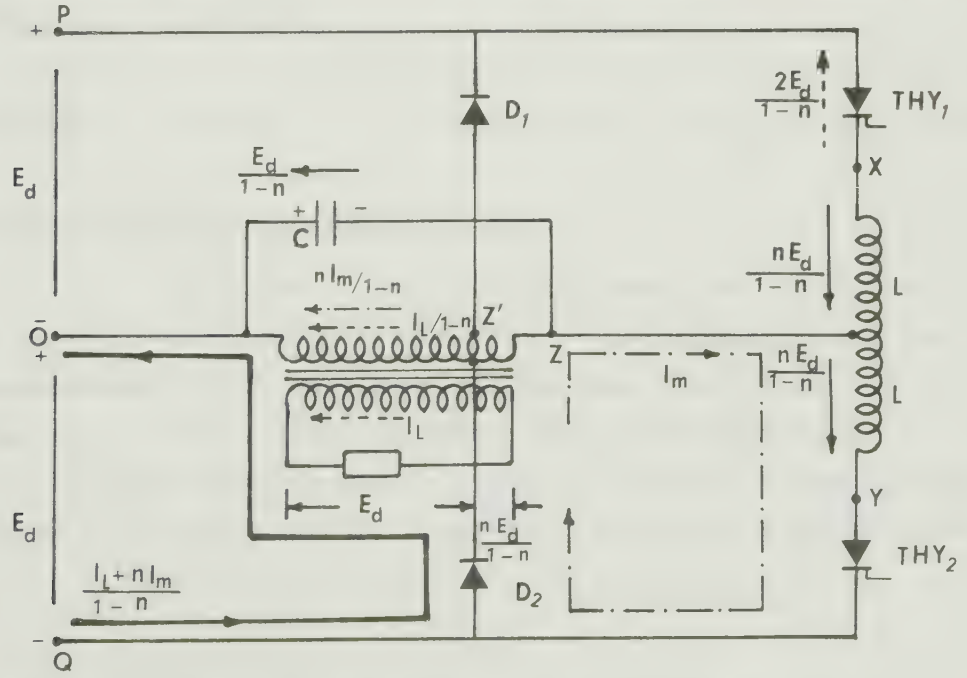
$$L \frac{di_2}{dt} = \frac{nE_d}{1-n} \quad \text{ou} \quad L \frac{di_2}{dt} = \Delta V_a \qquad \text{(III.1)}$$

où les chutes de tension dans les éléments du circuit ont été négligées. La solution de l'équation (III.1) donne

$$I_m = \frac{\Delta V_a}{L} t_f \qquad \text{(III.2)}$$

$$t_f = \frac{L\, I_m}{\Delta V_a} = \frac{L\, I_m\, (1-n)}{nE_d} \qquad \text{(III.3)}$$

Le courant I_m circulant à travers les enroulements Z'Z est transmis par les enroulements Z'O au réseau permettant ainsi de récupérer l'énergie emmagasinée dans la self. Durant l'intervalle C, la tension sur la charge est $E_d/1-n$. La tension à travers l'inductance de commutation fait que la valeur de la tension directe réappliquée au thyristor (THY_1) augmente à la valeur $2E_d/1-n$. La figure (III.6) montre les courants et les ten-



(FIG-III-6) Les courants et les tensions au commencement de l'intervalle (C)

sions au commencement de l'intervalle C.

Intervalle D

Cet intervalle commence dès que le courant emmagasiné i_2 s'annule. Comme la charge inductive continue à renvoyer de l'énergie au réseau, la diode D_2 continue à conduire. La tension de la charge reste à la valeur $E_d/1-n$. La tension $nE_d/1-n$ induite dans les enroulements Z'Z apparaît maintenant comme tension inverse sur le thyristor (THY_2).

Intervalle E

Lorsque le courant dans la charge s'inverse, la diode D_2 se bloque, et l'augmentation du courant de la charge dans le nouveau sens est fournie par la décharge du condensateur C jusqu'à ce que le potentiel de la borne Z atteigne le niveau de la borne Q du réseau comme l'indique la figure (III.3).

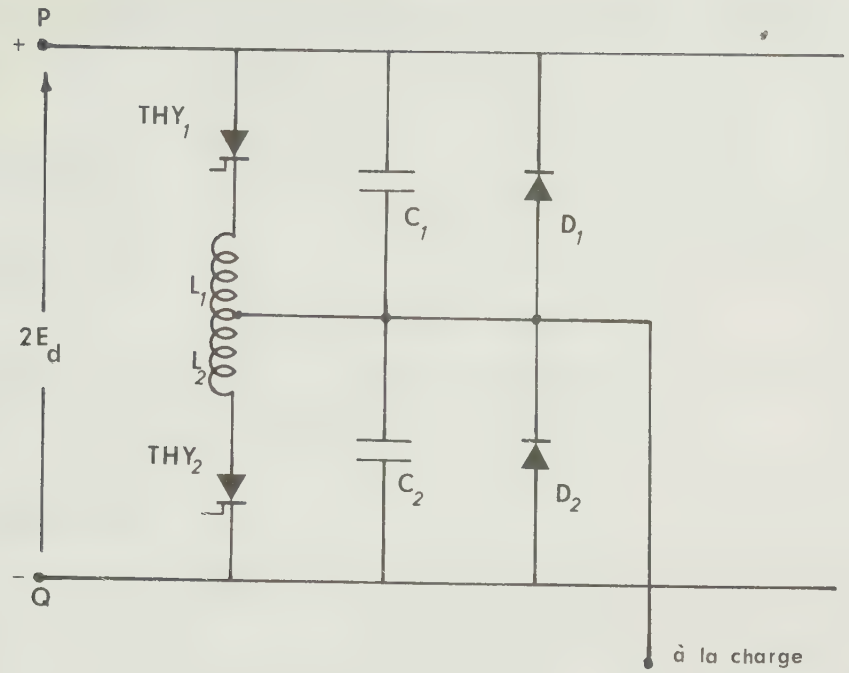
Intervalle A'

Le thyristor (THY_2) commence à conduire de nouveau. Pour cela, le signal de gachette appliqué au commencement de l'intervalle B doit être maintenu.

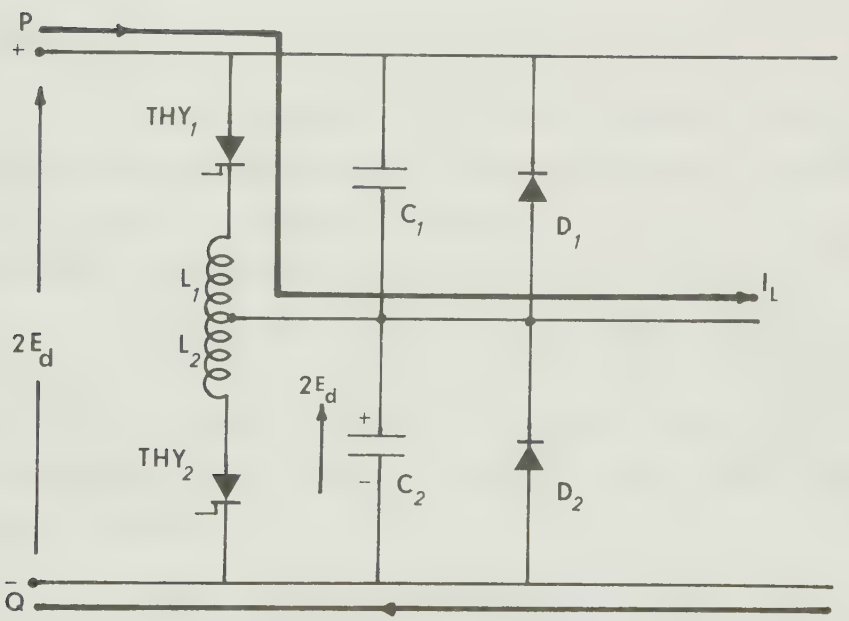
Puisque le courant dans la charge créé pendant l'intervalle E ne peut pas circuler immédiatement à travers l'inductance L, le condensateur C continue à se décharger, commençant une période d'oscillation entre L et C. L'oscillation est amortie par la charge et les pertes. A la fin de l'intervalle A', le courant de la charge atteint la valeur I_L.

III.5 MODIFICATIONS DU CIRCUIT DE BASE

Pour pouvoir réaliser un convertisseur triphasé, il convient de modifier le circuit monophasé de base précédent. En particulier le condensateur C doit être remplacé par deux condensateurs C_1 et C_2 comme indiqué sur la figure (III.7). Chacun d'eux est branché entre la borne Z et une des deux bornes du réseau à courant continu. Alternativement un condensateur par phase peut être branché au réseau et se charge. Dans ce cas



(FIG-III-7) Une branche du pont triphasé du convertisseur



(FIG-III-8-a) Les tensions et les courants à la fin de l'intervalle(A)

il est possible d'utiliser un réseau continu sans point milieu, on aura alors :

$$C_1 = C_2 = \frac{C}{2} \qquad \text{(III.4)}$$

$$L_1 = L_2 = L \qquad \text{(III.5)}$$

Cette modification n'a pas beaucoup changé le principe de fonctionnement comme nous allons le voir de ce qui suit.

Intervalle A

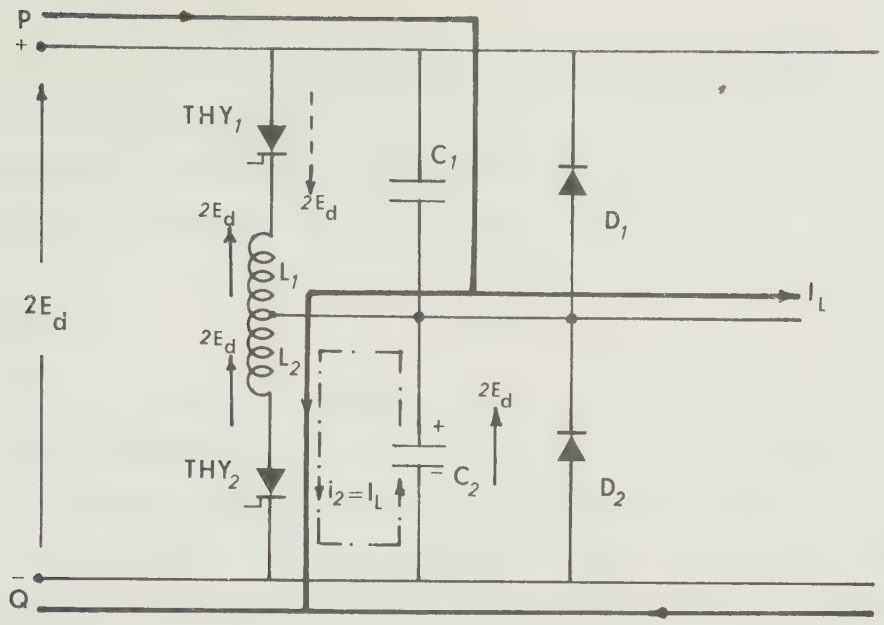
Le thyristor (THY_1) conduit le courant à la charge à travers l'inductance L_1. La tension aux bornes de cette inductance est très faible, ce qui fait que le condensateur C_2 se charge à travers cette inductance L_1 à la tension du réseau $2E_d$, alors que le condensateur C_1 n'est pas chargé. A la fin de l'intervalle A, le courant de la charge a atteint une valeur I_L. Les courants et les tensions dans cette intervalle sont donnés dans la figure (III.8a).

Intervalle B

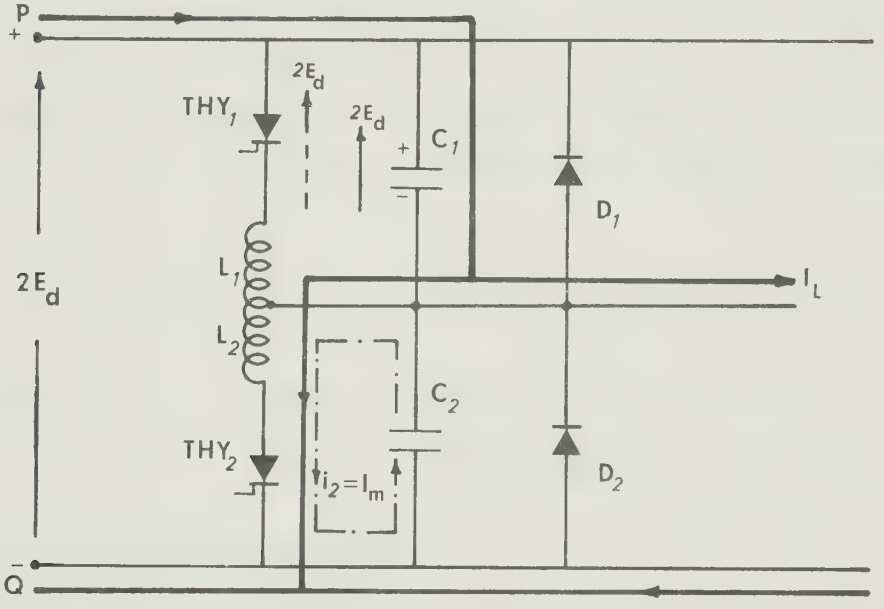
Pour commuter, on allume le thyristor (THY_2). Puisque la tension sur le condensateur C_2 ne peut pas changer instantanément, une tension $2E_d$ apparaît à travers l'inductance L_2 ce qui fait qu'une tension inverse de $2E_d$ est appliquée sur le thyristor (THY_1) qui s'éteint.

Pour conserver l'énergie emmagasinée dans l'inductance L_1, le courant de la charge I_L circulant à travers le thyristor (THY_1) et l'inductance L_1 doit être transféré au thyristor (THY_2) et à l'inductance L_2. Le condensateur C_2 se décharge à travers le thyristor (THY_2) et L_2 pour fournir ce courant.

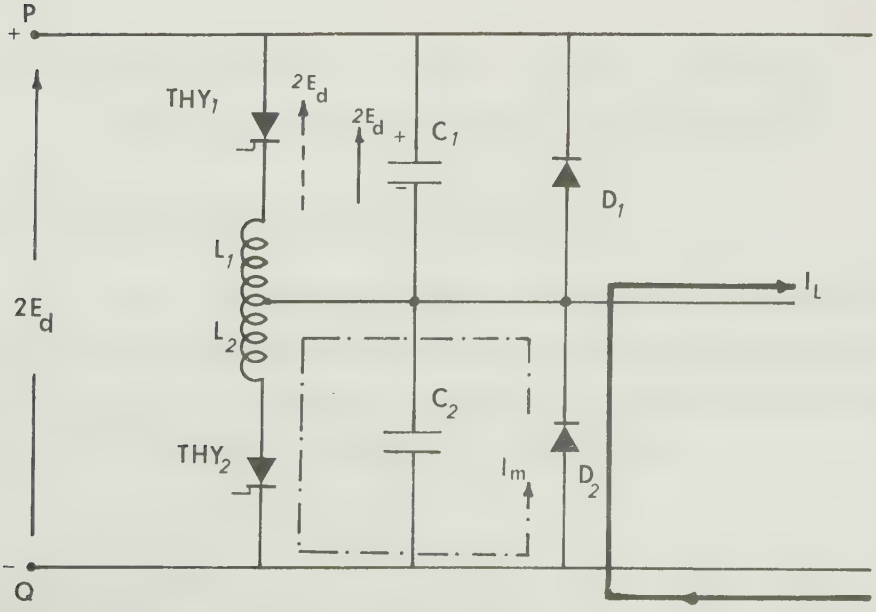
Le courant de la charge est fourni par le réseau à travers le condensateur C_1. Le réseau est court-circuité à travers C_1 et L_2 ce qui fait que plusieurs passages de courant coexistent. Si l'inductance L_2 est relativement grande, le courant du court-circuit fourni par le réseau reste faible. Le condensateur C_1 se charge par le courant I_L fourni à la charge, alors que C_2 fournit un courant égal à l'inductance L_2. A la fin de



(FIG-III-8-b) Les tensions et les courants au commencement de l'intervalle (B)



(FIG-III-8-c) Les tensions et les courants a la fin de l'intervalle (B)



(FIG-III-8-d) Les tentions et les courants au commencement de l'intervalle (C)

l'intervalle B le condensateur est chargé à la tension $2E_d$, alors que la tension sur le condensateur C_2 est nulle et le courant i_2 atteint une valeur maximale I_m. Les figures (III.8b et c) montrent les tensions et les courants au commencement et à la fin de l'intervalle B.

Intervalle C

Lorsque le condensateur C_1 est chargé à la tension $2E_d$, la tension sur le condensateur C_2 est nulle, la diode D_2 commence à conduire et permet un passage pour le courant de la charge inductive. Elle permet aussi la circulation du courant I_m enfermé dans la boucle L_2, THY_2 et D_2 qui diminue jusqu'à ce qu'il tombe à zéro. La figure (III.8d) montre les tensions et les courants au commencement de l'intervalle C.

L'énergie emmagasinée dans l'inductance L_2 durant l'intervalle B est dissipée en pertes joules dans les éléments du circuit durant l'intervalle C. Le temps t_f durant lequel le courant I_m enfermé dans la boucle (D_2, THY_2 et L_2) tombe à zéro peut être calculé de l'équation

$$L \frac{di_2}{dt} = \Delta V = V_d + V_{th} \qquad \text{(III.6)}$$

où l'on a : V_d = chute de tension à travers la diode

V_{th} = chute de tension à travers le thyristor

La solution de cette équation donne

$$t_f = \frac{L\, I_m}{\Delta V} \qquad \text{(III.7)}$$

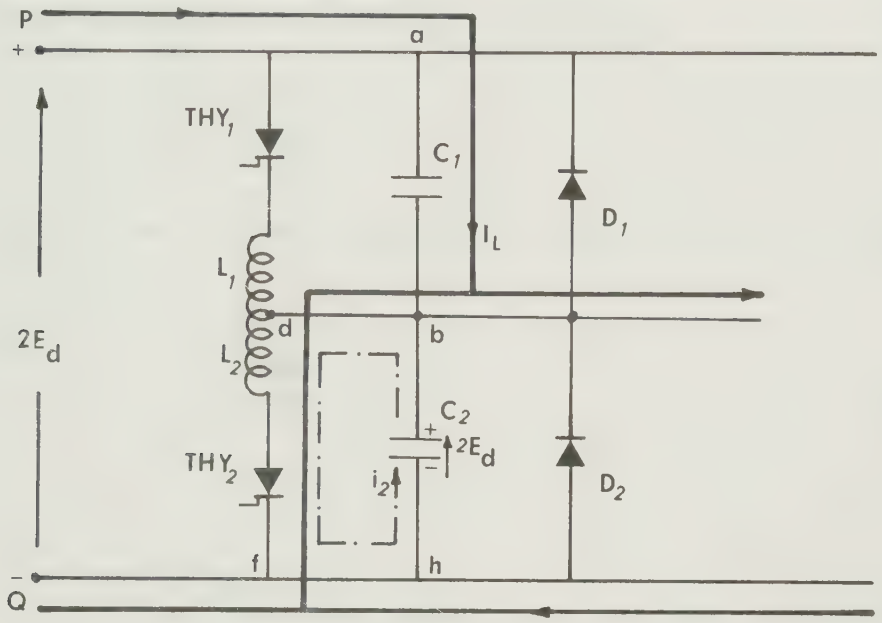
Plus la valeur de ΔV augmente et plus le temps t_f diminue.

CHOIX DES ELEMENTS DU CIRCUIT DE COMMUTATION

III.6. ANALYSE DE L'IMPULSION DE COMMUTATION

Les valeurs des éléments du circuit de commutation (L et C) dépendent de la tension et du courant du circuit pendant la période de commutation. Pour pouvoir préciser ces valeurs, nous avons besoin tout d'abord de faire une analyse de l'impulsion de commutation.

La période de commutation a lieu au commencement de l'intervalle B, à partir de l'instant où le thyristor (THY_2) est allumé. L'équation différentielle qui décrit les régimes transitoires de la commutation peut être obtenue si on considère les tensions dans les deux boucles PabdfQ et bdfh de la figure (III.9). Le courant i_2 circulant dans le thy-



(FIG-III-9) Commencement de l intervalle(B)

ristor (THY_2) est choisi comme variable indépendante, et les conditions initiales à l'instant t = +0 sont :

courant dans l'inductance L_2	$i_2\ (+0) = I_L$
tension sur le condensateur C_2	$e_{C_2}\ (+0) = 2E_d$
tension sur le condensateur C_1	$e_{C_1}\ (+0) = 0$

On a alors dans la boucle PabdfQ,

$$2E_d = L \frac{di_2}{dt} + \int_o^t \frac{I_L}{C_1} dt \qquad \text{(III.8)}$$

La transformée de Laplace de cette équation, avec les conditions initiales données est :

$$\frac{2E_d}{S} = LS\ i_2(S) - L\ I_L + \frac{I_L}{S^2 C_1} \qquad \text{(III.9)}$$

Dans la boucle bdfh on a ,

$$0 = L \frac{di_2}{dt} - e_{C_2}\ (+0) + \int_o^t \frac{i_2}{C_2}\, dt \qquad \text{(III.10)}$$

La tansformée de Laplace de cette équation donne,

$$\frac{2E_d}{S} = LS\ i_2(S) - L\ I_L + \frac{i_2(S)}{SC_2} \qquad \text{(III.11)}$$

En additionnant les deux équations (III.9) et (III.11), et en considérant $C_1 = C_2 = \frac{C}{2}$ on a,

$$\frac{2E_d}{S} = LS\ i_2(S) - L\ I_L + \frac{i_2(S)}{SC} + \frac{I_L}{S^2 C} \qquad \text{(III.12)}$$

alors :

$$i_2(S) = \left[\frac{2E_d}{L} + S\ I_L - \frac{I_L}{SLC}\right] / \left[S^2 + \frac{1}{LC}\right] \qquad \text{(III.13)}$$

La transformée inverse de l'équation (III.13) donne

$$i_2 = \frac{2E_d}{\omega L} \sin \omega t + I_L\ (2 \cos \omega t - 1) \qquad \text{(III.14)}$$

où l'on a :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad \text{(III.15)}$$

En considérant que la période de commutation se termine aussitôt après que la tension sur l'inductance L passe à zéro, on a :

$$e_{YZ} = L \frac{di_2}{dt} = 0 \qquad \text{(III.16)}$$

Cela se passe au temps $t = t_C$, et des équations (III.14) et (III.16) on tire:

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{2\omega E_d}{\omega L} \cos \omega t_C - 2I_L \omega \sin \omega t_C = 0 \qquad \text{(III.17)}$$

alors :

$$\text{tang } \omega t_C = \frac{E_d}{\omega L I_L} \qquad \text{(III.18)}$$

$$\text{et } t_C = \frac{1}{\omega} \text{ arc tang } \frac{E_d}{\omega L I_L} \qquad \text{(III.19)}$$

Des équations (III.19) et (III.15) on tire :

$$t_C = \sqrt{LC} \text{ arc tang } \frac{E_d}{I_L}\sqrt{\frac{C}{L}} \qquad \text{(III.20)}$$

Si l'on pose :

$$x = \frac{E_d}{I_L}\sqrt{\frac{C}{L}} \qquad \text{(III.21)}$$

on a :

$$t_C = \sqrt{LC} \text{ arc tang } x \qquad \text{(III.22)}$$

Le courant de l'impulsion i_2 atteint une valeur maximale I_m au temps $t = t_C$. Cette valeur est obtenue de l'équation (III.14) d'où l'on a :

$$I_m = \frac{2E_d}{L}\sqrt{LC} \sin (\text{arc tang } x) + I_L\left[2 \cos (\text{arc tang } x) - 1\right] \qquad \text{(III.23)}$$

alors :

$$I_m = 2\sqrt{\frac{C}{L} E_d^2 + I_L^2} - I_L \qquad \text{(III.24)}$$

Le rapport I_m/I_L peut être exprimé en fonction du paramètre x

$$\frac{I_m}{I_L} = f(x) = 2\sqrt{x^2 + 1} - 1 \qquad \text{(III.25)}$$

Le temps t_o s'obtient lorsque la tension sur l'inductance L atteint la valeur E_d.

$$e_{YZ} = E_d = L \frac{di_2}{dt} \qquad \text{(III.26)}$$

De l'équation (III.14) on tire,

$$E_d = 2E_d \cos \omega t_o - 2I_L \omega L \sin \omega t_o \qquad \text{(III.27)}$$

Si on pose $\omega t_o = \theta = \dfrac{t_o}{\sqrt{LC}}$ (III.28)

on a $\sin \theta \,/\left[2\cos \theta - 1\right] = x/2$ (III.29)

La solution de cette équation pour la valeur de θ peut être obtenue en posant :

$$\theta = \theta_1 - \theta_2 \qquad \text{avec} \sin\theta_2 = \frac{\sin\theta_1}{2} \qquad \text{(III.30)}$$

Ainsi le temps t_o pendant lequel le thyristor (THY_1) a une tension inverse, exprimé en fraction de la période naturelle du circuit de commutation ($\sqrt{LC}$ sec/rad) est défini en fonction du paramètre x

$$\frac{t_o}{\sqrt{LC}} = g(x) = \text{arc sin} \frac{x}{\sqrt{x^2 + 1}} - \text{arc sin} \frac{x}{2\sqrt{x^2 + 1}} \qquad \text{(III.31)}$$

L'énergie W emmagasinée dans l'inductance L après la commutation est :

$$W = \frac{1}{2} L I_m^2 = \frac{1}{2} L I_L^2 \left[f(x)\right]^2 \qquad \text{(III.32)}$$

Des équations (III.32), (III.31) et (III.21) on tire :

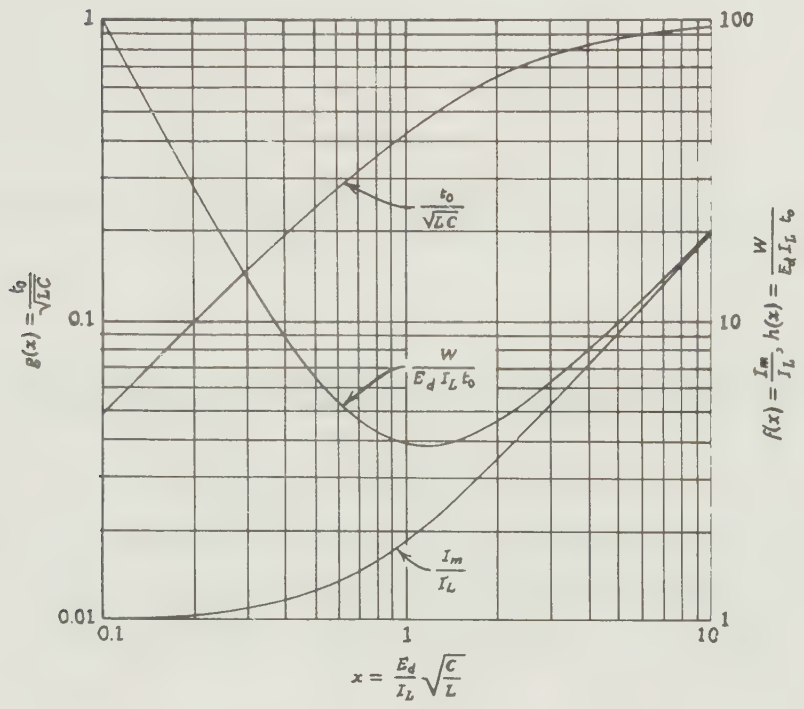
$$\frac{W}{E_d I_L t_o} = h(x) = \frac{\left[f(x)\right]^2}{2x\, g(x)} = \frac{\left[2\sqrt{x^2 + 1} - 1\right]^2}{2x\left[\text{arc sin} \dfrac{x}{\sqrt{x^2 + 1}} - \text{arc sin} \dfrac{x}{2\sqrt{x^2 + 1}}\right]}$$

(III.33)

La quantité $E_d I_L t_o$ représente l'énergie qui est transférée de XZ à YZ durant la période t_o lorsque le thyristor (THY_1) est inversement polarisé, alors que W est l'énergie totale développée par l'impulsion de commutation

pour achever la commutation pendant la période t_c.

Les équations (III.25), (III.31) et (III.33) définissent les paramètres de commutation. La variation de chacun de ces paramètres en fonction du paramètre x est donnée par la figure (III.10) [les variables du paramètre x sont I_L, C et L] .



(FIG-III-10) Variation des paramètres de commutation avec (X)

III.7. IMPULSION DE COMMUTATION LORSQUE LE CONVERTISSEUR FONCTIONNE A VIDE

Les équations qui décrivent l'intervalle de commutation lorsque le convertisseur fonctionne à vide, peuvent être obtenues à partir des équations précédentes en faisant $I_L = 0$ ou $x = \infty$.

Dans ce cas l'équation (III.14) devient :

$$i_2 = \frac{2E_d}{\omega L} \sin \omega t \qquad \text{(III.34)}$$

De l'équation (III.19) on tire le temps t_C

$$t_C = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC} \qquad \text{(III.35)}$$

Le temps t_o devient par (III.31)

$$t_o = \frac{2}{3} t_C = \frac{\pi}{3} \sqrt{LC} \qquad \text{(III.36)}$$

L'équation (III.24) donne le courant maximal

$$I_m = 2E_d \sqrt{\frac{C}{L}} \qquad \text{(III.37)}$$

L'énergie emmagasinée est tirée des équations (III.32) et (III.37).

$$W = 2C\, E_d^2 \qquad \text{(III.38)}$$

III.8. CHOIX DU CONDENSATEUR ET DE L'INDUCTANCE DE COMMUTATION

Des équations précédentes, on peut noter que les valeurs du condensateur C et de l'inductance L dépendent de la tension du réseau $2E_d$, du courant à travers le thyristor au commencement de la commutation I_L et du temps t_o durant lequel le thyristor est soumis à une tension inverse.

Les valeurs de C et L doivent être choisies en fonction des valeurs critiques de ces trois paramètres qui sont :

1.- La valeur minimale de la tension du réseau $E_o = 2E_d$

2.- La valeur de crête du courant dans la charge maximale $I_{L_o} = \sqrt{2}\, I_L$

3.- Le temps t_{off} du thyristor $t_{oo} = t_{off}$

La valeur critique x_o du paramètre x qui correspond à ces valeurs est une valeur minimale.

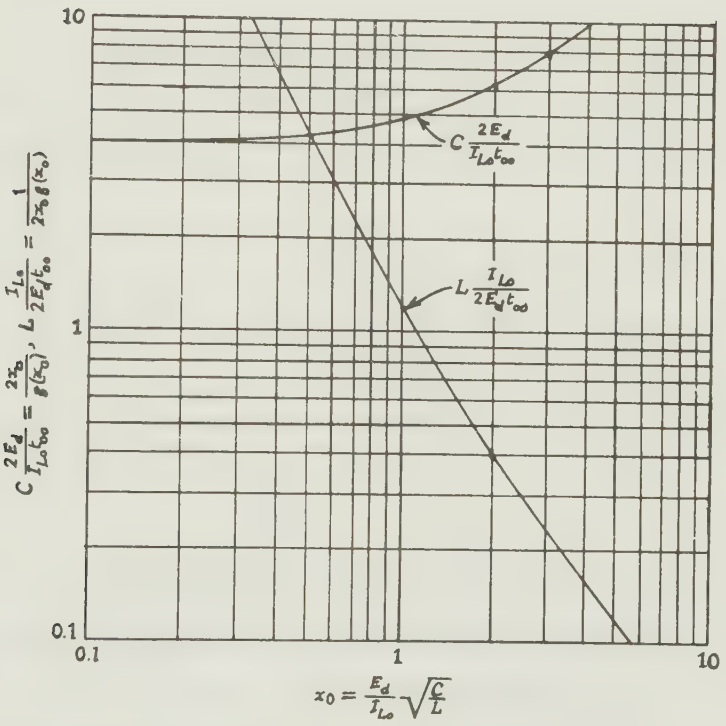
$$x_o = \frac{E_d}{I_{L_o}} \sqrt{\frac{C}{L}} \qquad \text{(III.39)}$$

Les valeurs de C et L peuvent être calculées des équations (III.39) et (III.31).

$$C \frac{2E_d}{I_{L_o} t_{oo}} = \frac{2x_o}{g(x_o)} \qquad \text{(III.40)}$$

et :

$$L \frac{I_{L_o}}{2E_d t_{oo}} = \frac{1}{2x_o\, g(x_o)} \qquad \text{(III.41)}$$



(FIG-III-11) Variation de C et L avec le paramètre (X_o)

La variation des fonctions données par les équations (III.40) et (III.41) avec x_o (en ce cas les variables de x_o sont C et L) est donnée par la figure (III.11). N'importe quelle paire de valeurs de C et L obtenues de ces courbes fournit une impulsion de commutation suffisante. Le paramètre x_o détermine les grandeurs relatives de C et L. Plus l'inductance est petite et plus le condensateur est grand.

III.9. CHOIX DE LA VALEUR DE x_o

Parmi les différentes valeurs de x_o, on a intérêt à choisir la valeur qui réalise le meilleur rendement du convertisseur. Il faut donc choisir la valeur de x_o qui réalise le minimum d'énergie emmagasinée dans l'inductance L après la commutation. Cette énergie non seulement détermine la valeur de l'inductance L, mais aussi les pertes dans les éléments du circuit (diodes et thyristors). Comme il y a deux commutations par cycle, la puissance mise en jeu dans un cycle peut être calculée à partir de l'énergie emmagasinée W. On a :

$$P = \frac{2W}{\tau} = 2\,W\,f \quad \text{watts} \tag{III.42}$$

La figure (III.10) montre que l'énergie emmagasinée W est minimale pour x = 1.15. Si l'on choisit cette valeur pour un courant maximal de la charge inductive I_{L_o}, on tire de l'équation (III.33) et de la figure (III.10) :

$$\frac{W_o}{E_d\, I_{L_o}\, t_{oo}} = h(x_o) = \frac{\left[2\sqrt{x_o^2+1} - 1\right]^2}{2x_o\left[\arcsin\dfrac{x_o}{\sqrt{x_o^2+1}} - \arcsin\dfrac{x_o}{2\sqrt{x_o^2+1}}\right]} = 3.87 \tag{III.43}$$

Ce choix de x_o (pour une valeur de C et L) ne réduit pas au minimum l'énergie W emmagasinée lorsque le courant de la charge I_L durant la commutation est inférieur à la valeur maximale I_{L_o}.

A vide, l'énergie W peut être reliée à la quantité fixe $E_d\, I_{L_o}\, t_{oo}$ à l'aide des équations (III.31), (III.38) et (III.39), on a :

$$\frac{W}{E_d\, I_{L_o}\, t_{oo}} = \frac{2x_o}{g(x_o)} = \frac{2x_o}{\arcsin\dfrac{x_o}{\sqrt{x_o^2+1}} - \arcsin\dfrac{x_o}{2\sqrt{x_o^2+1}}} \tag{III.44}$$

Pour des valeurs intermédiaires de la charge, l'énergie W peut être reliée à la quantité fixe $E_d\, I_{L_o}\, t_{oo}$ à l'aide des équations

(III.21), (III.32) et (III.39).

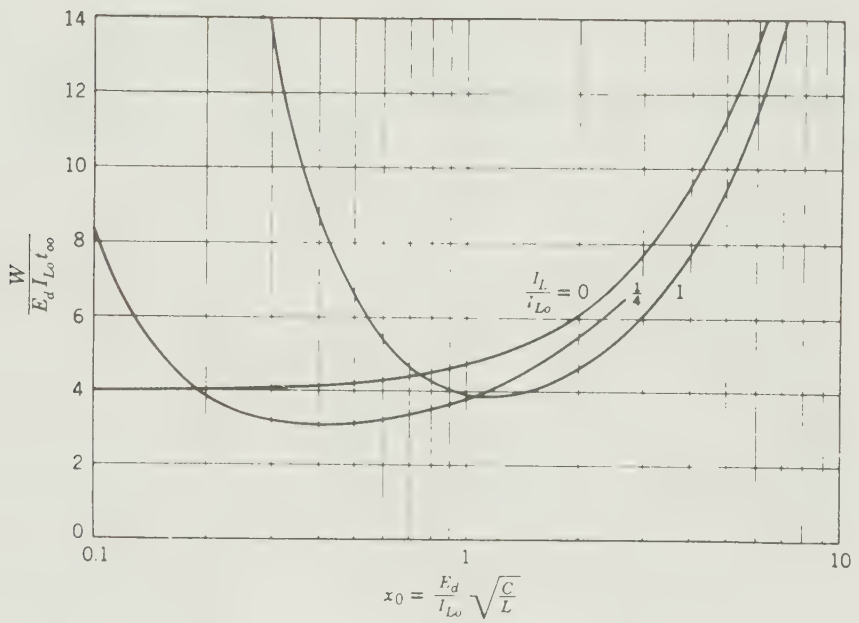
$$\frac{W}{E_d\ I_{L_o}\ t_{oo}} = h(x_o)\ \frac{W}{W_o} = h(x_o)\left[\frac{I_L\ f(x)}{I_{L_o}\ f(x_o)}\right]^2 = h(x_o)\left[\frac{x_o\ f(x)}{x\ f(x_o)}\right] \qquad \text{(III.45)}$$

La figure (III.12) donne la variation de la quantité $W/E_d\ I_{L_o}\ t_{oo}$ avec x_o pour chacune des conditions suivantes :

a- $I_L = I_{L_o}$, $x = x_o$ (charge maximale) calculé par l'équation (III.43)

b- $I_L = I_{L_o}/4$, $x = 4x_o$ calculé par l'équation (III.45)

c- $I_L = 0$, $x = \infty$ (à vide) calculé par l'équation (III.44)



(FIG-III-12) Variation de l'énergie emmagasinée avec X_0 pour differentes charges

On peut constater que pour les valeurs de x_o comprises dans la gamme 0.75 à 1.15, la valeur de l'énergie W varie très peu avec la charge et qu'elle est très voisine de sa valeur minimale. La valeur $x_o = 1$ constitue un bon choix.

De l'équation (III.31) et de la figure (III.10) on a :

$$g(1) = 0.425 \qquad \text{(III.46)}$$

Des équations (III.40) et (III.41), on peut tirer les équations principales qui déterminent la valeur de C et L qui réalise le meilleur rendement du convertisseur.

$$C = \frac{t_{oo}\ I_{L_o}}{0.425\ E_d} \qquad \text{(III.47)}$$

et

$$L = \frac{t_{oo}\ E_d}{0.425\ I_{L_o}} \qquad \text{(III.48)}$$

A noter qu'après la détermination de C et L, la variation de x est due seulement à la variation du courant de la charge I_L. Lorsque I_L est plus faible que la valeur maximale I_{L_o}, x est supérieure à la valeur minimale x_o, et le temps t_o est plus grand que t_{oo} (valeur minimale).

§§§

CHAPITRE IV

CONVERTISSEUR MONOPHASE D'ESSAI

IV.1. CIRCUIT DE PUISSANCE

Avant de réaliser le convertisseur statique à pont triphasé, nous avons réalisé un convertisseur monophasé d'essai dont le circuit de puissance est donné par la figure (IV.1).

Pour alimenter ce convertisseur, on dispose au laboratoire de deux machines compounds à courant continu. La tension de chacune est régulée à la valeur 110 volts. On a monté ces deux machines en série avec un point milieu "0" pour avoir une tension $2E_d$ = 220 volts. L'impédance de ces machines intervient dans le fonctionnement du convertisseur, ce qui a été remarqué dans les résultats obtenus. Nous avons pu durant un temps très court aller faire des essais au laboratoire de Physique Industrielle de l'Université de Provence chez Monsieur le Professeur MERIGOUX avant que les accumulateurs qui existaient ne soient détruits. L'impédance des accumulateurs étant très faible, l'oscillation qui apparaissait sur les impulsions de la tension relevée sur la charge et sur le thyristor est amortie rapidement et le temps de montée des impulsions est réduit.

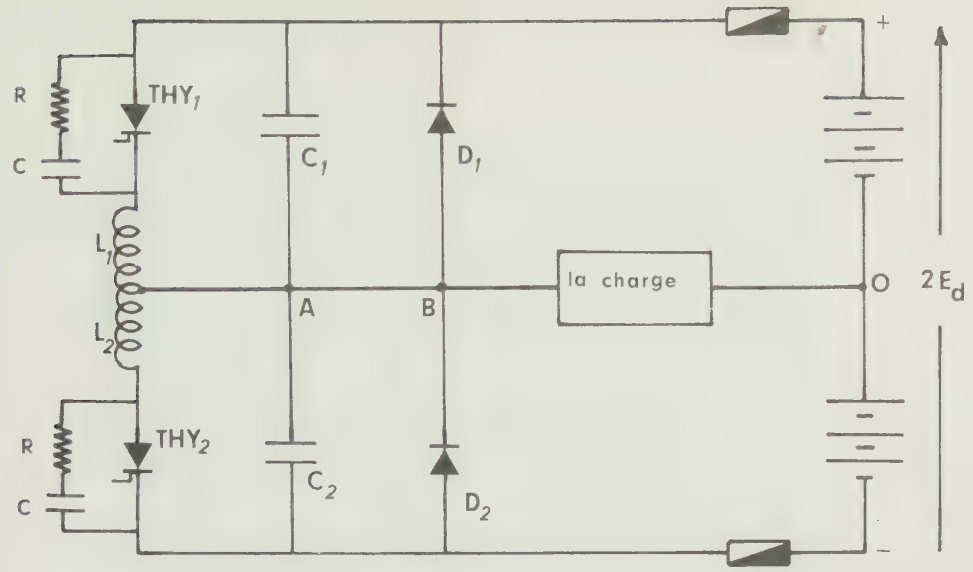
Pour le moteur de 5.5 ch. dont les caractéristiques sont données au chapitre II, le courant maximal de la charge est de 24 Ampères efficaces, on a :

$$I_{L_o} = 24\sqrt{2} = 34 \text{ Ampères}$$

Pour prendre en considération l'effet des harmoniques, on choisit I_{L_o} plus grand et on prendra I_{L_o} = 50 Ampères.

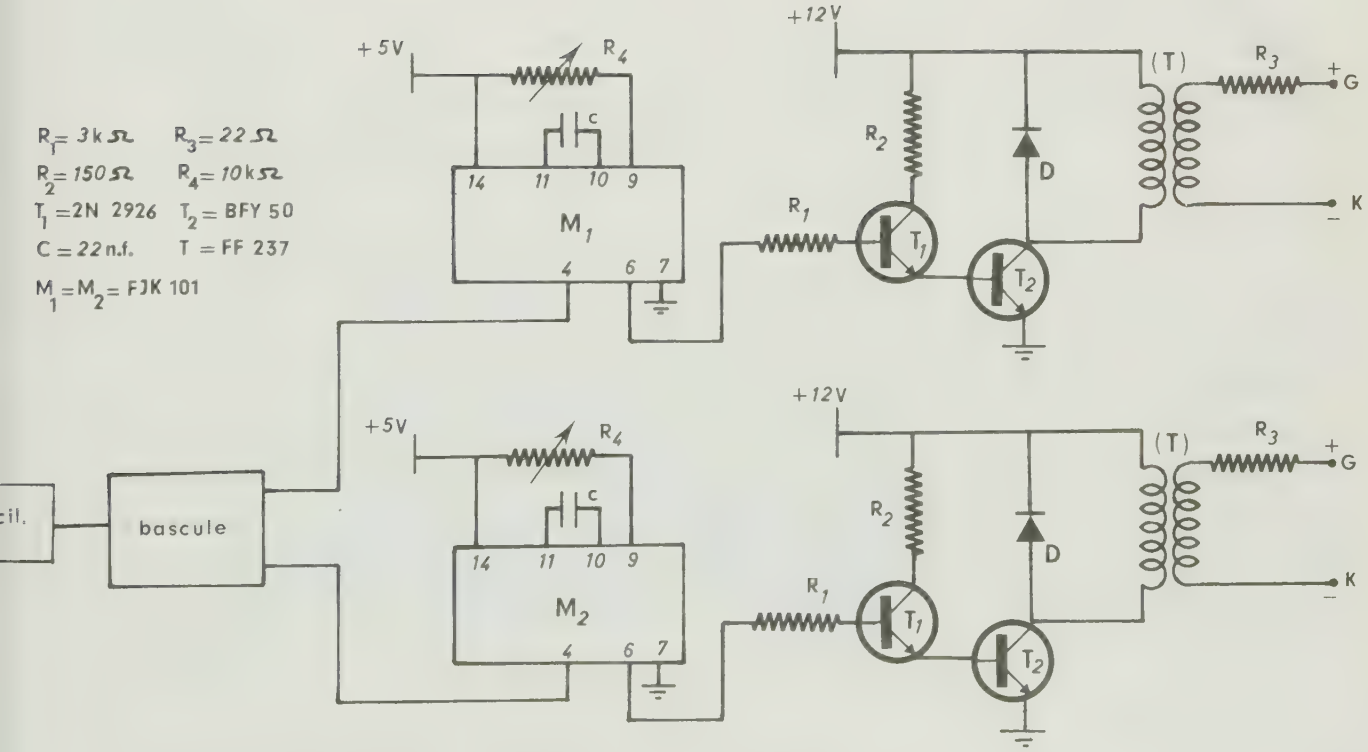
Les thyristors choisis sont du type (TK 140) rapides. Leur t_{off} est de 40 µ sec. Il en est de même des diodes de retour (G 3010). De l'équation (III.47), on a :

$$C = \frac{t_{oo}\, I_{L_o}}{0.425\, E_d} = \frac{40 \times 10^{-6} \times 50}{0.425 \times 110} = 43 \text{ µf}$$



(FIG-IV-1) Circuit de puissance du convertisseur d'essai

R = 56 Ω
C = 0.1 u.f



(FIG-IV-2) Circuit de commande des thyristors

De l'équation (III.4), on a :

$$C_1 = C_2 = \frac{C}{2} = \frac{43}{2} = 21.5\ \mu f$$

On choisit $C_1 = C_2 = 24\ \mu f$.

De l'équation (III.48), on tire

$$L = \frac{t_{oo}\ E_d}{0.425\ I_{L_o}} = \frac{40 \times 10^{-6} \times 110}{0.425 \times 50} = 205\ \mu H$$

On choisit $L_1 = L_2 = L = 200\ \mu H$.

Les deux enroulements L_1 et L_2 sont bobinés sur le même noyau pour assurer un bon couplage magnétique. On a choisi un noyau dont les pertes aux hautes fréquences sont faibles.

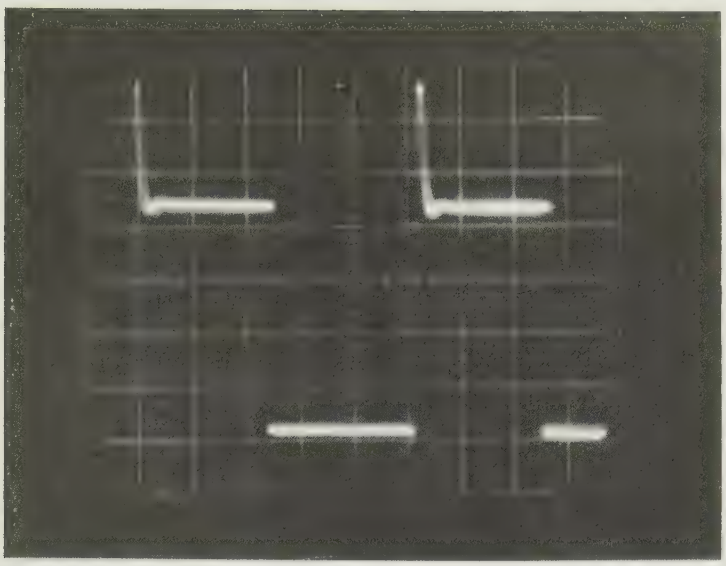
Un filtre R/C est branché aux bornes de chaque thyristor. Il sert à réduire la tension de pointe inverse qui apparaît sur le thyristor au commencement de la période de commutation.

Un mauvais fonctionnement du circuit risque de rendre conducteurs les deux thyristors en même temps, ce qui court-circuite le réseau. Pour protéger le circuit, deux fusibles rapides sont branchés sur le réseau.

Une charge résistive de 26 Ω est utilisée fixant ainsi le courant maximal à commuter à 6 Ampères.

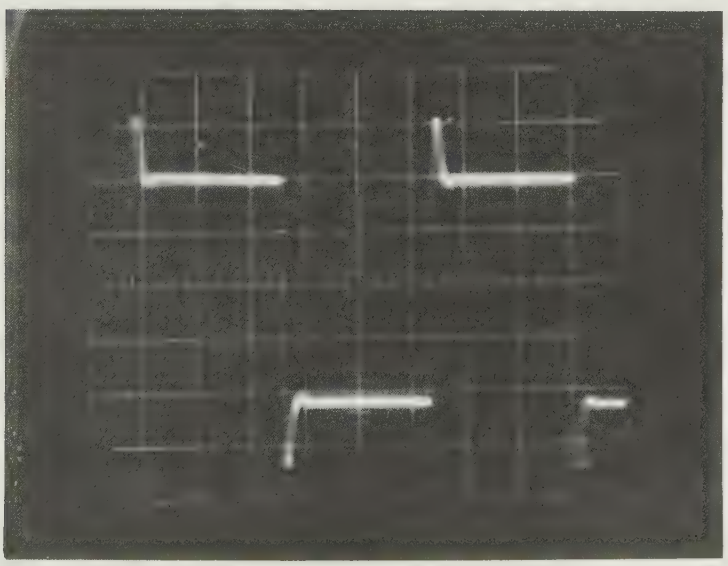
IV.2. CIRCUIT DE COMMANDE

Pour commander les gachettes des thyristors, un circuit de commande simple est utilisé. Il est donné par la figure (IV.2). Il comprend un oscillateur Wavetek qui fournit une onde carrée de fréquence variable à une bascule. Les deux sorties complémentaires de la bascule sont envoyées sur deux monostables M_1 et M_2 qui donnent les impulsions de commande des deux thyristors. Ces impulsions sont envoyées sur deux circuits amplificateurs qui fournissent les niveaux de tension et de courant suffisants pour commander les gachettes à travers deux transformateurs d'impulsions.



Gamme de tension=50volts/div
Gamme de temps =2 m.sec/div
F =100 hz

(FIG-IV-3) Tension sur le thyristor



Gamme de tension=50volts/div
Gamme de temps =2m sec/div
F=100 hz

(FIG-IV-4) Tesion sur la charge

IV.3. RESULTATS OBTENUS ET COMMENTAIRES

Ce montage a bien fonctionné. La figure (IV.3) montre l'oscillogramme de la tension aux bornes du thyristor et la figure (IV.4) montre la tension aux bornes de la charge.

On constate que le montage est simple, l'allumage d'un thyristor sert à éteindre le thyristor en conduction. Le nombre de thyristors utilisés est minimum, et on n'a pas utilisé de transformateur. La tension maximale à travers les éléments du circuit (thyristors, diodes, condensateurs et inductance) ne dépasse pas la tension du réseau $2E_d$.

Mais le problème important à résoudre avec ce circuit est celui de l'extinction du courant I_m, et de la dissipation de l'énergie emmagasinée dans l'inductance L durant la commutation. Cela limite la gamme de fréquence de fonctionnement du circuit. Avec ce circuit d'essai la fréquence maximale atteinte est de 120 Hz.

Les valeurs de C et L choisies sont grandes. Elles réalisent le meilleur rendement d'un convertisseur de grande puissance (I_{L_o} = 50 Amp.). Lorsqu'elles sont utilisées pour une faible charge comme dans le cas précédent, le courant I_m établi par l'impulsion de commutation et qui est donné par l'équation (III.25) est grand. Le temps t_f de dissipation de l'énergie emmagasinée qui est donné par l'équation (III.7) est grand puisqu'il dépend du courant I_m.

A noter que plus le courant dans la charge diminue, plus le courant I_m établi durant la période de commutation augmente. La valeur critique de ce courant I_m est celle qui se produit en cas de fonctionnement sans charge (I_L = 0). Des équations (III.37) et (III.39) on tire :

$$\frac{I_m}{I_{L_o}} = \frac{2E_d}{I_{L_o}} \sqrt{\frac{C}{L}} = 2x_o \qquad \text{(IV.1)}$$

et pour $x_o = 1$, on a :

$$I_m = 2\, I_{L_o} \qquad \text{(IV.2)}$$

La valeur maximale du temps t_f apparaît en ce cas de charge nulle. Elle peut être calculée par l'équation (III.7) pour la valeur du cou-

rant donnée par l'équation (IV.2).

Nous voulons réaliser un convertisseur qui peut fonctionner dans toute la gamme de variation de charge; de la charge maximale à vide sans être obligé de changer les éléments du circuit de commutation. Il faut alors trouver un moyen pour dissiper dans un temps très court l'énergie emmagasinée.

IV.4. PREMIERE MODIFICATION DES VALEURS DES ELEMENTS

De l'équation (III.7) on constate que l'on peut réduire le temps t_f en réduisant la valeur du courant I_m et celle de l'inductance L. Pour la même charge on a essayé de changer les valeurs du condensateur et de l'inductance de commutation. Plusieurs valeurs ont été essayées. Les meilleurs résultats ont été obtenus pour :

$$C_1 = C_2 = \frac{C}{2} = 15\ \mu f \qquad \text{et} \qquad L_1 = L_2 = L = 110\ \mu H$$

Ces valeurs sont suffisantes pour réaliser la commutation. De l'équation (III.21) on a :

$$x = \frac{E_d}{I_L}\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{110}{6}\sqrt{\frac{30}{110}} = 9.5$$

et le temps t_o est calculé par l'équation (III.31)

$$\frac{t_o}{\sqrt{LC}} = \text{arc sin}\ \frac{x}{\sqrt{x^2+1}} - \text{arc sin}\ \frac{x}{2\sqrt{x^2+1}}$$

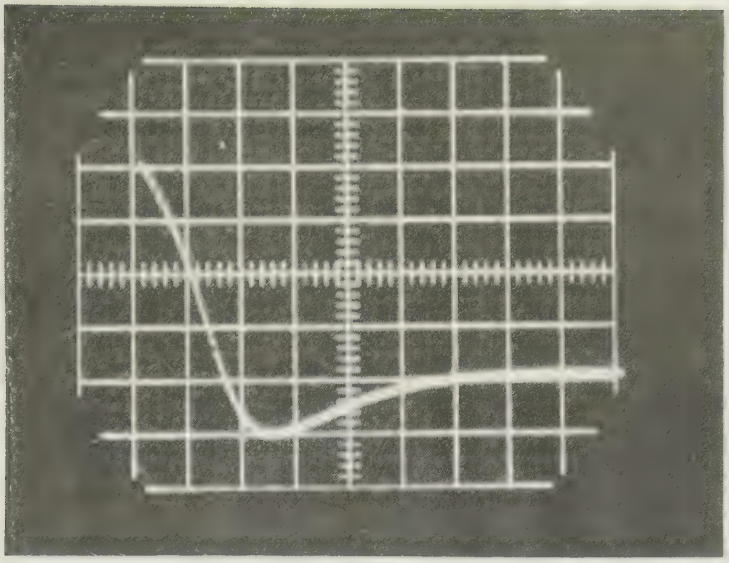
alors : $t_o = 10^{-6}\sqrt{110 \times 30} \times \frac{\pi}{3} = 60\ \mu\ \text{sec.}$

alors : $t_o > t_{off}$

Le temps t_C est calculé par l'équation (III.22)

$t_C = \sqrt{LC}$ arc tang x = 80 μ sec.

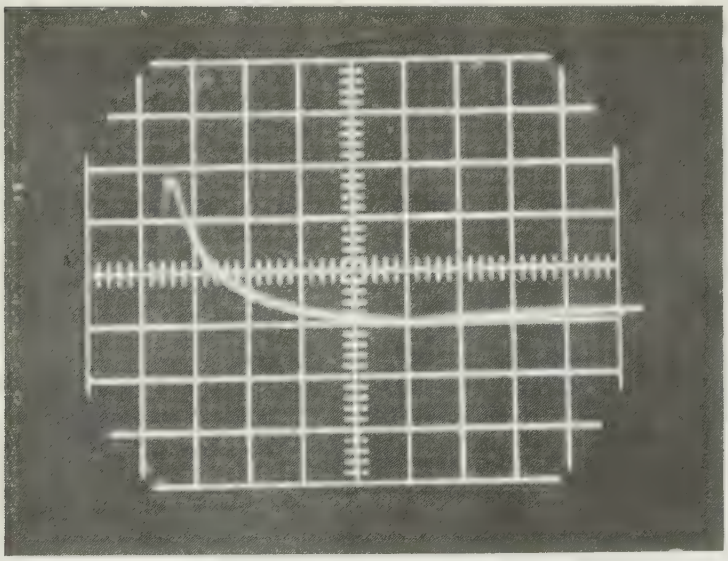
La période naturelle d'oscillation du circuit de commutation est donnée par :



(FIG-Ⅳ-5) Tension sur l'inductance(L)

Gamme de tension=50volts/div

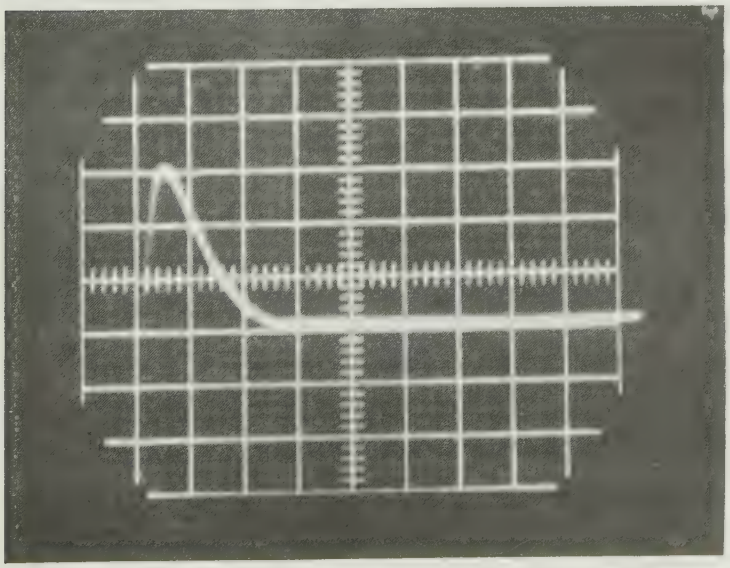
Gamme de temps=50 u.sec/div



(FIG-Ⅳ-6) Tension sur une resistance 1Ω entre A et B

Gamme de tension=10volts/div

Gamme de temps=0.1m.sec/div



(FIG-Ⅳ-7) Tension sur une resistance 4Ω en série avec D

Gamme de tension=20volts/div

Gamme de temps=0.1m.sec/div

$$\tau = 2\pi \sqrt{LC} \qquad \text{(IV.3)}$$

alors : $\tau = 360\ \mu$ sec.

et : $\frac{\tau}{4} = \frac{360}{4} = 90\ \mu$ sec.

$t_C < \frac{\tau}{4}$

La figure (IV.5) montre l'oscillogramme de la tension sur l'inductance de commutation. A l'aide de la figure (III.3a) on peut retrouver sur cette courbe les valeurs de t_o et t_C.

Pour les valeurs choisies de C et L, le courant I_m établi durant la commutation est réduit par rapport à l'essai précédent. La tension relevée sur une résistance de 1 Ohm branchée entre les points A et B du circuit est indiquée sur l'oscillogramme de la figure (IV.6). Le courant I_m est de 28 Ampères, et la surface comprise sous cette impulsion est proportionnelle à l'énergie emmagasinée qu'il faut dissiper. Ainsi on a diminué le temps t_f et on a pu atteindre une fréquence de 200 Hz.

On peut conclure que les valeurs choisies sont suffisantes pour réaliser la commutation. Le courant I_m et le temps t_f sont réduits, et la fréquence de fonctionnement a augmenté. Mais cela au prix d'une réduction de la charge du convertisseur et d'une légère réduction de son rendement.

IV.5. DEUXIEME ESSAI

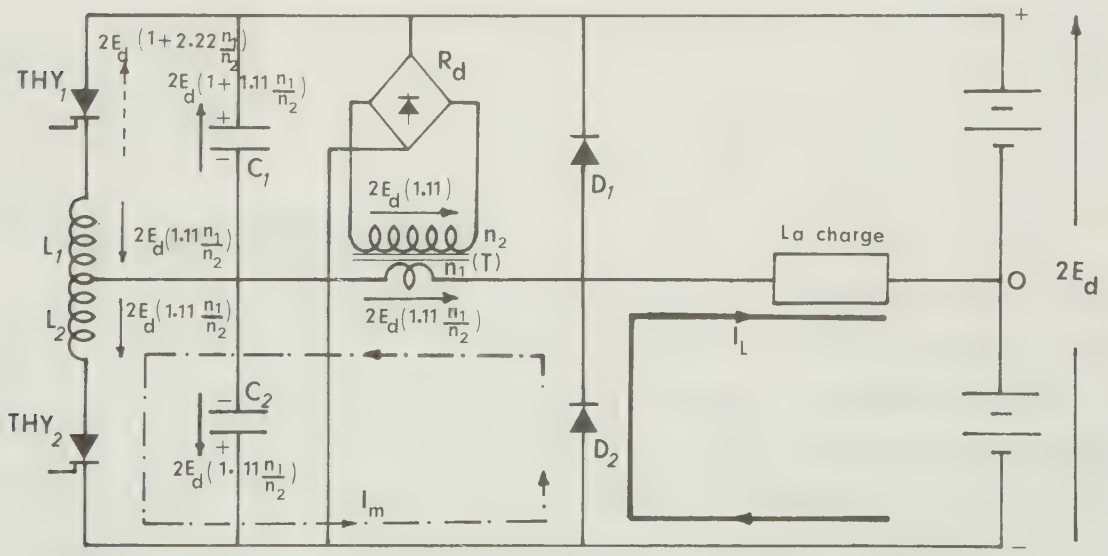
De l'équation (III.7) on constate que le temps t_f peut être réduit si la chute de tension dans la boucle ΔV est augmentée. Pour cela on a essayé de brancher deux résistances en série avec les diodes de retour. Plusieurs valeurs de résistances ont été essayées. Les meilleurs résultats sont obtenus avec deux résistances de 4 Ohms.

La figure (IV.7) montre l'oscillogramme de la tension relevée sur la résistance. Le courant I_m a diminué (I_m = 15 Ampères). On a pu atteindre une fréquence de 550 Hz. Mais dans ce cas l'énergie emmagasinée est dissipée en pertes joules dans les éléments de la boucle.

IV.6. TROISIEME ESSAI

Comme nous verrons plus tard, d'après le mode de commande choisi pour le convertisseur, nous sommes intéressés par le fonctionnement aux hautes fréquences. Pour cela, et pour réaliser un meilleur rendement du convertisseur ainsi que le fonctionnement dans toute la gamme de variation de la charge, on a essayé de trouver un moyen pour récupérer l'énergie emmagasinée et réduire au minimum le temps t_f.

On a introduit un transformateur saturable (T) ayant un rapport de transformation n_1/n_2, et un pont redresseur R_d comme indiqué sur la figure (IV.8). Ainsi le commencement de l'intervalle C est retardé jusqu'à ce que le condensateur C_2 se charge en sens inverse à la tension $\left[1.11\ (n_1/n_2)(2E_d)\right]$ tandis que le condensateur C_1 se charge à la tension $\left[2E_d + 1.11\ (n_1/n_2)(2E_d)\right]$. La diode D_2 commence alors à conduire ce qui fait que la tension aux bornes du condensateur C_2 est appliquée aux enroulements n_1 du transformateur. La tension induite au secondaire est de $1.11 \times 2E_d$.



(FIG-IV-8) Fonctionnement du circuit au commencement de l'intervalle (C)

Le temps t_f est ainsi réduit puisque la chute ΔV augmente à la valeur $\Delta V'$ égale à :

$$\Delta V' = V_d + V_{th} + 1.11\ \frac{n_1}{n_2} \times 2E_d \qquad (IV.4)$$

Lorsque la diode D_2 conduit, le courant circulant dans les enroulements n_1 est transmis aux enroulements n_2. Le transformateur débite et renvoie l'énergie emmagasinée au réseau. Après le temps $t = t_f$, le courant I_m tombe à zéro et le noyau magnétique du transformateur se sature pour réduire l'impédance en série avec la charge.

IV.7. CHOIX DU RAPPORT DE TRANSFORMATION n_1/n_2

Pour avoir une bonne récupération de l'énergie emmagasinée, on a intérêt à choisir le rapport n_1/n_2 élevé, ce qui réduit le temps t_f. D'autre part l'introduction du transformateur (T) augmente la valeur de la tension appliquée sur les thyristors. Elle devient $2E_d(1 + 2.22\ n_1/n_2)$ comme le montre la figure (IV.8). A ce point de vue le choix d'un faible rapport n_1/n_2 est plus avantageux. En compromis on a choisi $n_1/n_2 = 1/6$ qui convient au fonctionnement aux hautes fréquences.

Si on néglige les chutes dans les éléments du circuit, d'après les équations (III.7) et (IV.4) le temps t_f est donné par :

$$t_f = \frac{L\ I_m}{1.11\ \frac{n_1}{n_2}\ (2E_d)} \qquad \text{(IV.5)}$$

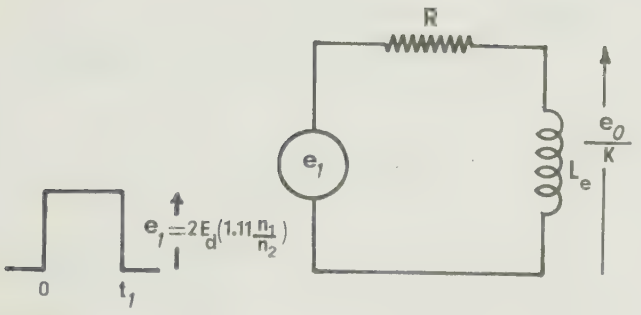
IV.8. CALCUL DU TRANSFORMATEUR (T)

Le transformateur (T) fonctionne en transformateur d'impulsion durant le temps $t = t_f$, et après ce temps il intervient dans le circuit comme une inductance en série avec la charge. Au commencement de l'intervalle C une impulsion $\Delta V' = 2E_d \times 1.11\ n_1/n_2$ est appliquée au primaire du transformateur. A l'instant $t = 0$ l'impulsion commence à s'établir dans le transformateur et le temps de montée de l'impulsion est très court, on peut le négliger. Dès que le sommet de l'impulsion est atteint, le courant commence à circuler dans l'inductance L_e et le circuit équivalent du transformateur est donné par la figure (IV.9). Le courant magnétisant qui s'établit est donné par :

$$\Delta V' = L_e\ \frac{di}{dt} \qquad \text{(IV.6)}$$

et après le temps $t = t_f$ ce courant atteint la valeur

$$I_o = \frac{\Delta V' \cdot t_f}{L_e} \qquad (IV.7)$$



e_0 = tension de sortie au secondaire

$K = \frac{n_2}{n_1}$

$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

R_1 = Résistance du primaire

R_2 = Résistance du secondaire

(FIG-IV-9) Circuit équivalent du transformateur durant le sommet de l'impulsion

Ce courant doit être suffisant pour saturer le transformateur, ce qui réduit l'impédance en série avec la charge. On a alors :

$$I_o \leqslant I_{sat.} \qquad (IV.8)$$

Des caractéristiques du circuit magnétique du transformateur on tire le courant magnétisant

$$I_o = \frac{H_{sat.}\, \ell}{1.25\ n_1} \qquad (IV.9)$$

Ce courant doit être beaucoup plus petit que le courant dans la charge du convertisseur. On peut définir le courant magnétisant par les relations :

$$I_o = \frac{\Delta V' \cdot t_f}{L_e} \leqslant I_{sat} = \frac{H_{sat} \cdot \ell}{1.25\ n_1} << I_L \qquad (IV.10)$$

avec :

I_o = courant magnétisant côté primaire

L_e = inductance du primaire = $\mu\ A\ n_1^2\ /\ell$

A = section du circuit magnétique en m^2

H_{sat} = champ magnétique de saturation (Ampères tours/m)

ℓ = longueur moyenne du circuit magnétique (en mètre)

n_1 = nombre de spires du primaire

n_2 = nombre de spires du secondaire

Nous avons choisi $n_1 = 20$ et $n_2 = 120$, $(n_1/n_2 = 1/6)$.

L'équation (IV.2) montre que le courant I_m pour la charge maximale du moteur est :

$$I_m = 2 \times 50 = 100 \text{ Ampères}$$

De l'équation (IV.5) on a :

$$t_f = \frac{200 \times 10^{-6} \times 100}{1.11 \times \frac{1}{6} \times 220} \simeq 500 \ \mu \text{ sec.}$$

En résumé, l'introduction du transformateur saturable (T) nous a permis de dissiper l'énergie emmagasinée dans un temps très court. On a pu ainsi réaliser un bon fonctionnement aux hautes fréquences avec un bon rendement du convertisseur.

§§§

CHAPITRE V

COMMANDE DU CONVERTISSEUR STATIQUE TRIPHASE

V.1. METHODE DE COMMANDE

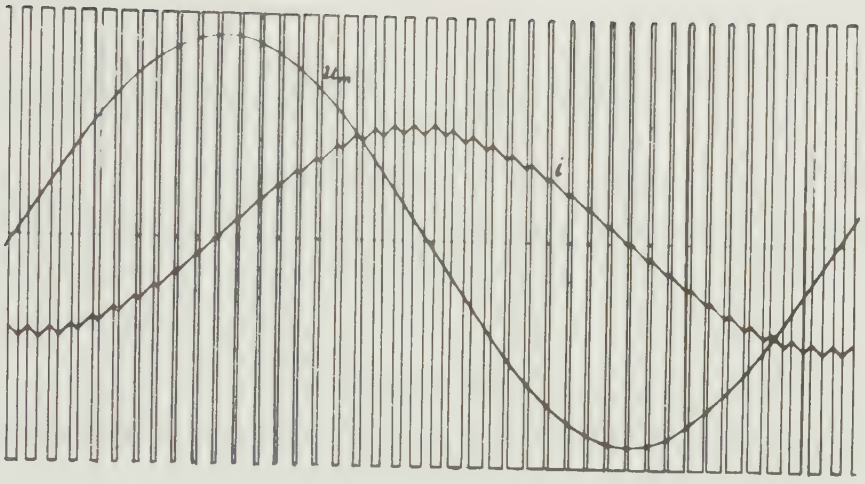
Parmi les différents modes de commande nous avons choisi le procédé de la "sous-oscillation"[16], qui utilise la modulation par impulsions de durées variables. Cette méthode nous permet d'obtenir un bon rendement du moteur car elle a l'avantage de fournir une tension de sortie dont les harmoniques ne sont pas élevés, ce qui fait que les pertes supplémentaires et les couples parasites du moteur dus à ces harmoniques sont acceptables. D'autre part l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie du convertisseur peuvent être contrôlées indépendamment.

Le rendement des convertisseurs utilisant la commande par impulsions de durées variables est élevé, mais cela au prix d'un circuit de commande ayant un prix de revient élevé. Nous avons profité des circuits logiques intégrés pour réaliser un circuit de commande relativement simple et d'un prix de revient réduit.

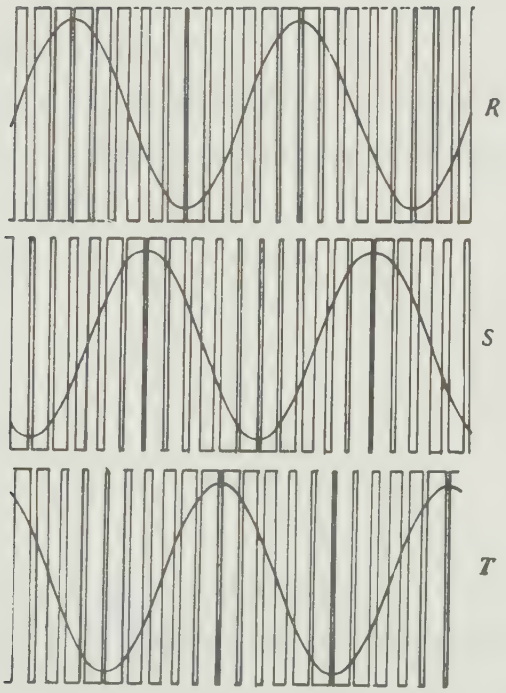
V.2. PRINCIPE DE LA SOUS-OSCILLATION

Le procédé de la sous-oscillation peut être défini comme le contrôle de la valeur moyenne d'une grandeur (tension, courant, flux ...) lorsque cette grandeur se présente sous forme d'ondulation.

Si les enroulements du moteur sont alimentés sous une tension alternative rectangulaire de fréquence suffisamment élevée, le flux reste pratiquement nul, aussi longtemps que les surfaces relatives aux demi-périodes positives et négatives sont égales. Si on fait varier les surfaces positives et négatives de cette tension tout en maintenant l'amplitude constante et en changeant les durées respectives correspondantes, on peut faire varier la valeur moyenne de la tension d'alimentation. La variation du flux n'est fonction que de la valeur moyenne de la tension ondulée. Cette méthode permet d'obtenir une tension alternative par variation des surfaces en question. La valeur moyenne est une oscillation à fréquence plus faible découlant



(FIG-V-1) Production d'une tension U_m sinusoidale à partir d'une tension rectangulaire à surfaces tensions-temps positives et négatives différentes



(FIG-V-2) Commande de l'ordre des phases d'un système triphasé

de la tension oscillante de haute fréquence comme l'indique la figure (V.1). La succession des phases de plusieurs tensions, s'obtient simplement par la commande des différentes tensions rectangulaires comme cela est montré sur la figure (V.2).

V.3. TENSION DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR

Le convertisseur à pont triphasé fonctionne comme amplificateur de puissance. La tension de sortie qui existe entre chaque borne du convertisseur et le point milieu "O" du réseau continu a la même forme que la tension de commande.

Pour commander l'onduleur, nous avons donc besoin d'une tension ondulée triphasée. On peut à cet effet comparer une tension auxiliaire triangulaire à la tension sinusoïdale affichée en utilisant un comparateur de tension. La figure (V.3) donne le schéma bloc et les tensions d'entrée et de sortie d'un comparateur de tension.

Le signal triangulaire U_p est le porteur, il est d'amplitude A_p et de fréquence F_p.

Le signal sinusoïdal U_m est le signal de modulation, il est d'amplitude A_m et de fréquence f_m avec ($f_m < f_p$).

La tension ondulée de sortie du comparateur est U, elle est d'amplitude constante A.

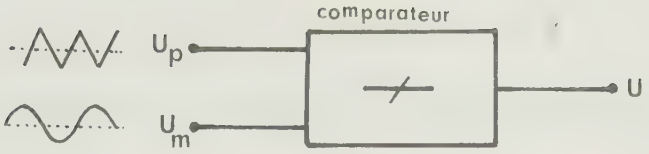
La série de Fourier de cette tension ondulée U comprend une onde sinusoïdale fondamentale et des harmoniques. Le taux de ces harmoniques dépend des rapports

$$K = \frac{A_m}{A_p} \qquad (V.1)$$

et :

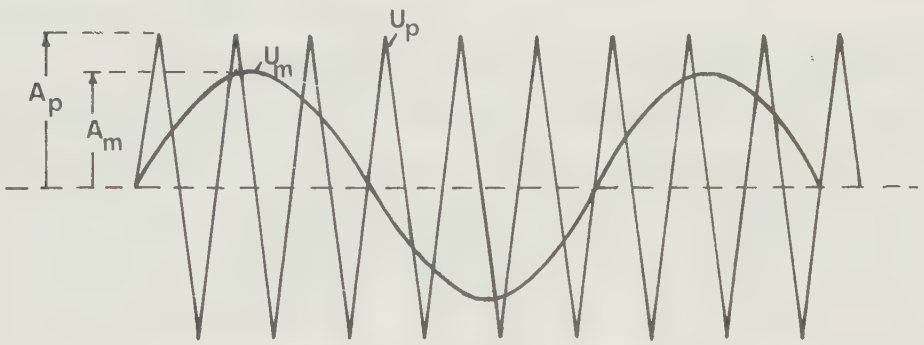
$$N = \frac{f_p}{f_m} \qquad (V.2)$$

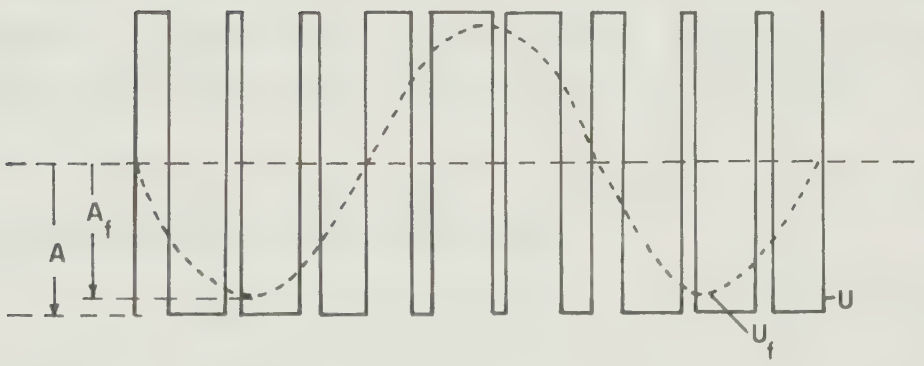
Plus les rapports K et N sont élevés et plus le taux d'harmoniques est réduit. Le rapport N détermine aussi l'ordre des harmoniques contenus dans la tension de sortie. Pour une valeur fixe du rapport N, l'onde fondamentale U_f a la même fréquence que le signal de modulation.



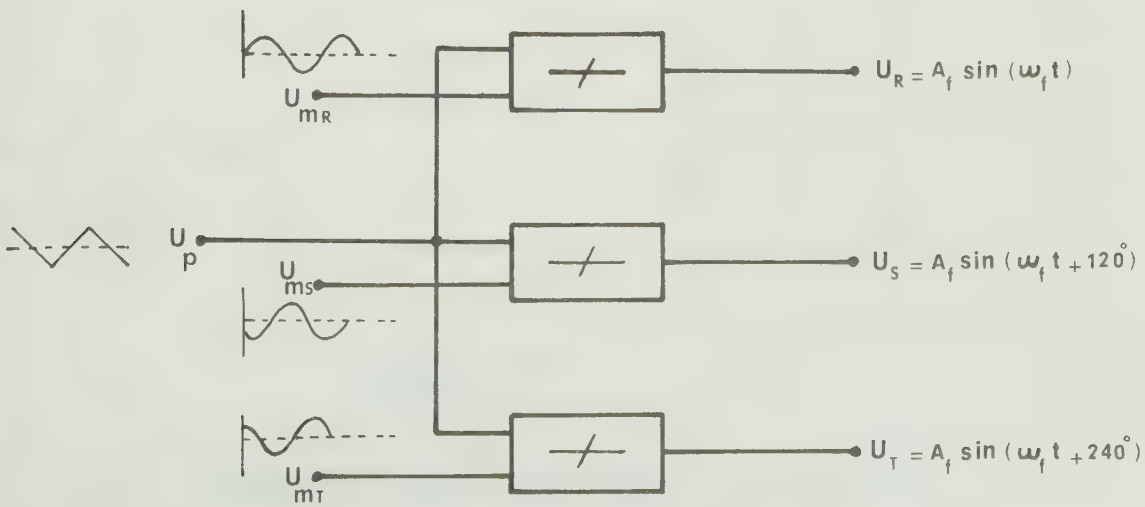
(FIG-V-3-a)Comparateur de tension

(FIG-V-3-b) Tension d'entrée du comparateur





(FIG-V-3-c) Tension de sortie du comparateur



(FIG-V-4) Tension triphasé de commande du convertisseur

$$f_f = f_m \qquad (V.3)$$

Pour une valeur assez élevé du rapport N, l'amplitude de la fondamentale est approximativement égale à

$$A_f = K\,A \qquad \text{avec} \quad K < 1 \qquad (V.4)$$

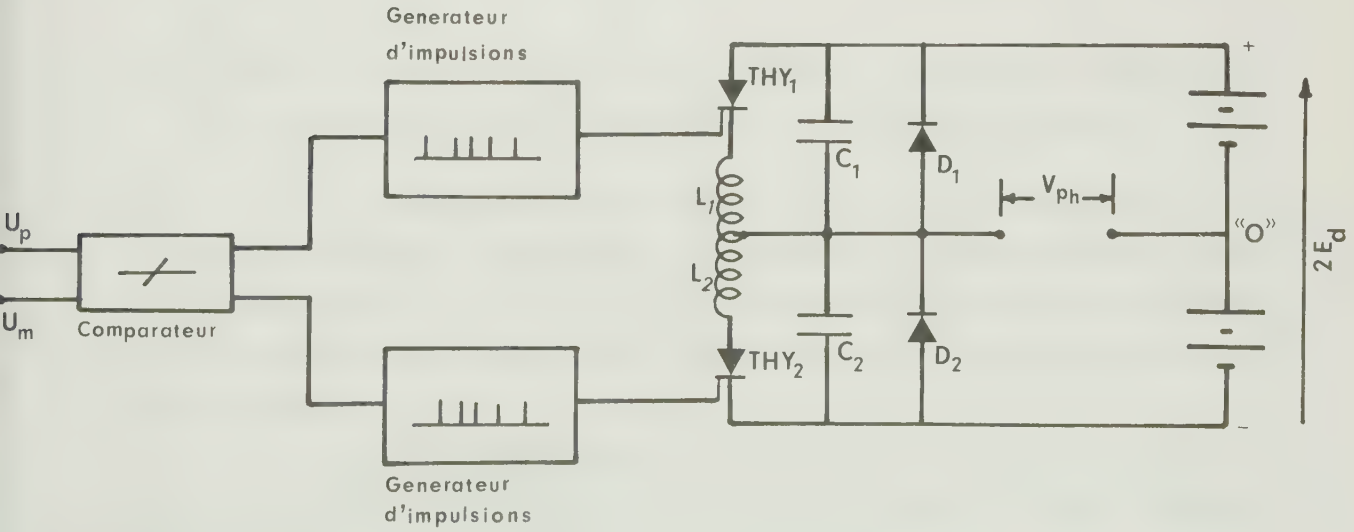
En comparant le même signal triangulaire porteur avec une tension sinusoïdale triphasée, on obtient une tension ondulée triphasée : figure (V.2) et figure (V.4).

On peut régler l'amplitude de la fondamentale A_f en agissant sur l'amplitude du signal sinusoïdal de modulation A_m. On agit ainsi sur le rapport K en même temps que sur la durée des créneaux de la tension de sortie. On peut aussi régler la fréquence de la fondamentale f_f, en agissant sur la fréquence du signal sinusoïdal de modulation f_m, tout en gardant le rapport N constant.

Pour commander le pont triphasé du convertisseur on a besoin d'un signal triangulaire d'amplitude A_p constante, et d'un signal sinusoïdal d'amplitude A_m contrôlable. Les deux signaux doivent être synchronisés de manière à pouvoir contrôler la fréquence f_m tout en gardant le rapport N constant.

V.4. TENSION DE SORTIE DU CONVERTISSEUR

Considérons une phase de l'onduleur figure (V.5). La tension



(FIG-V-5) Montage d'une phase du convertisseur

du réseau d'alimentation étant $2E_d$, la tension de sortie U_{ph} apparaissant entre chaque borne du convertisseur et le point milieu "O" du réseau est de même forme que les impulsions de sortie du comparateur mais d'amplitude égale à E_d.

Si on considère seulement la fondamentale de cette tension, la valeur efficace de la tension sur la phase est :

$$V_{ph\ f} = \frac{E_d\ K}{\sqrt{2}} \qquad (V.5)$$

et la tension sur la ligne du convertisseur est

$$V_{L\ f} = E_d\ K \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \qquad (V.6)$$

V.5. REALISATION DU CIRCUIT DE COMMANDE

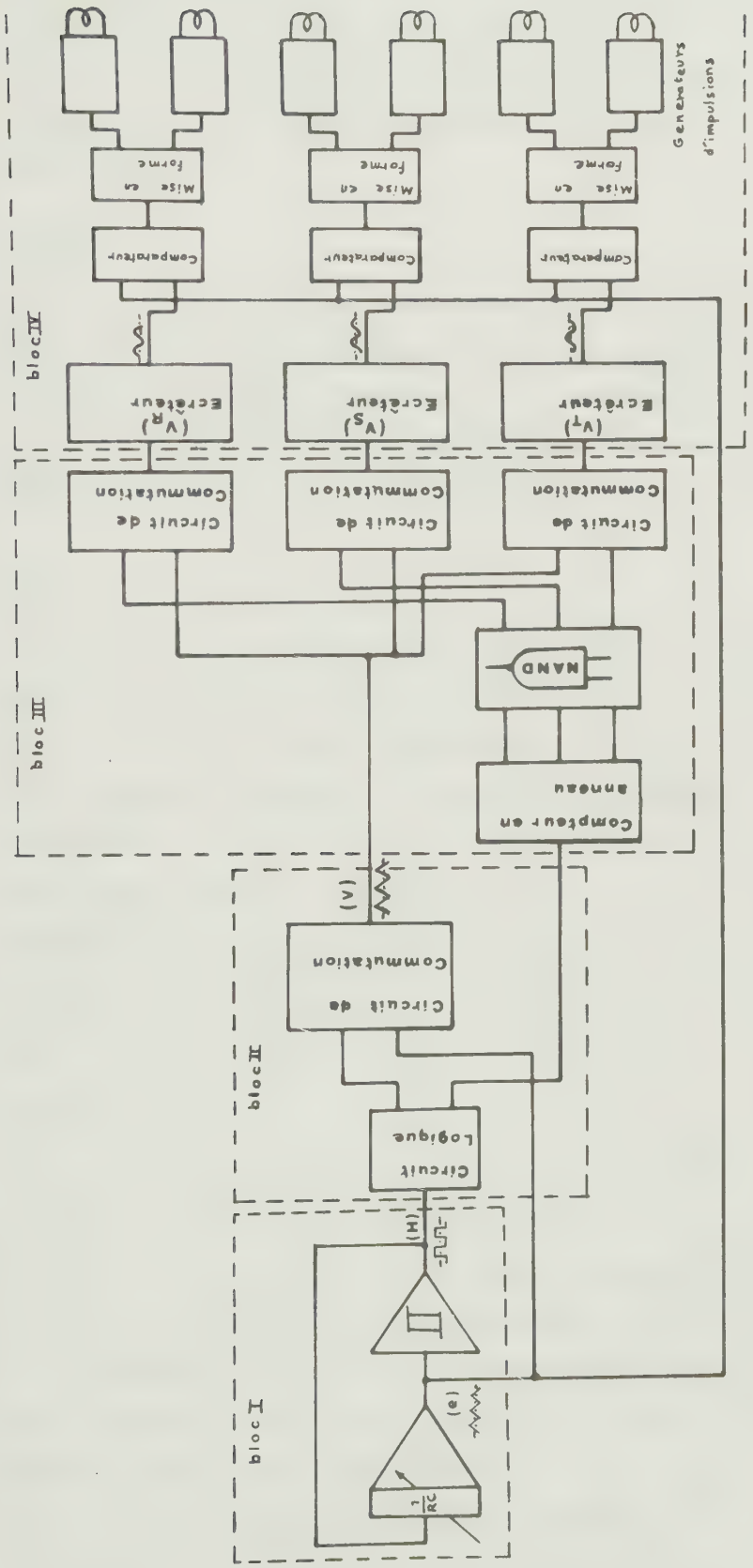
Pour commander les gachettes des thyristors, il nous faut réaliser un générateur sinusoïdal triphasé fonctionnant dans le domaine des très basses fréquences et délivrant un signal d'amplitude et de fréquence contrôlables. Ce signal doit être synchronisé à un signal monophasé triangulaire d'amplitude constante mais de fréquence variable de manière que N reste constant.

Pour réaliser un tel système, il y a plusieurs problèmes à résoudre :

1.- La synchronisation des deux signaux
2.- L'obtention d'une grande précision dans le déphasage du signal triphasé
3.- La réalisation d'un générateur sinusoïdal possédant une bonne stabilité de fréquence dans le domaine des très basses fréquences.

Dans bien des générateurs monophasés existants, les signaux de sortie sinusoïdaux sont obtenus par écrétage de signaux triangulaires. Dans le même esprit, il suffit donc de concevoir un générateur délivrant un signal triangulaire triphasé pour obtenir à la sortie une tension sinusoïdale triphasée.

Nous allons montrer qu'à partir d'un signal triangulaire monophasé issu d'un oscillateur unique, on peut obtenir un signal triangulaire triphasé synchronisé avec le premier. Nous avons choisi le rapport N = 6



(FIG-V-6) Diagramme bloc du circuit de commande

ce qui est assez élevé pour réduire le taux d'harmoniques et qui permet en même temps d'obtenir des impulsions de durées suffisantes pour commander les thyristors.

La figure (V.6) montre le schéma bloc du circuit de commande. Il indique les principaux éléments constitutifs. On peut le diviser en quatre blocs.

BLOC I

Il comprend le circuit oscillateur formé d'un intégrateur bouclé avec un comparateur de tension à hystérésis. A la sortie de l'intégrateur on a un signal triangulaire symétrique (e), d'amplitude constante $A_{e\ c\ à\ c}$ et de fréquence f contrôlable. A la sortie du comparateur on a un signal rectangulaire (H), d'amplitude constante et de même fréquence f.

BLOC II

Il comprend un circuit logique (bascules - portes) et un circuit de commutation (commutateur statique - amplificateur opérationnel).

Le signal rectangulaire issu de l'oscillateur attaque le circuit logique qui fournit les signaux de commande nécessaires au circuit de commutation. A partir du signal triangulaire de base (e) issu de l'oscillateur et des signaux de commande, on peut obtenir à la sortie du circuit de commutation un signal triangulaire symétrique (V) qui est synchronisé avec le premier. Le signal (V) est d'amplitude constante égale à $2A_{e\ c\ à\ c}$ et de fréquence f_1 moitié de celle du signal de base (e) $\left[f_1 = \frac{f}{2} \right]$.

BLOC III

Il comprend un compteur en anneau, un circuit logique de portes et trois circuits de commutation.

Le compteur en anneau attaqué par un signal rectangulaire issu du circuit logique précédent donne à la sortie trois signaux rectangulaires déphasés de $2\pi/3$ et leur complémentaire. Ces signaux attaquent le circuit logique de portes qui fournit les signaux de commande nécessaires pour les trois circuits de commutation.

Avec ces signaux de commande et à l'aide du signal triangu-

laire déjà obtenu (V), on obtient à la sortie des trois circuits de commutation trois signaux triangulaires V_R, V_S, V_T d'amplitude constante égale à $6A_{e\ c\ à\ c}$ et de fréquence $f_2 = f_1/3 = f/6$. Ces trois signaux sont précisément déphasés l'un par rapport à l'autre de $2\pi/3$.

BLOC IV

Il comprend trois circuits écrêteurs à diode, trois circuits comparateurs de tension, trois circuits de mise en forme et trois générateurs d'impulsions.

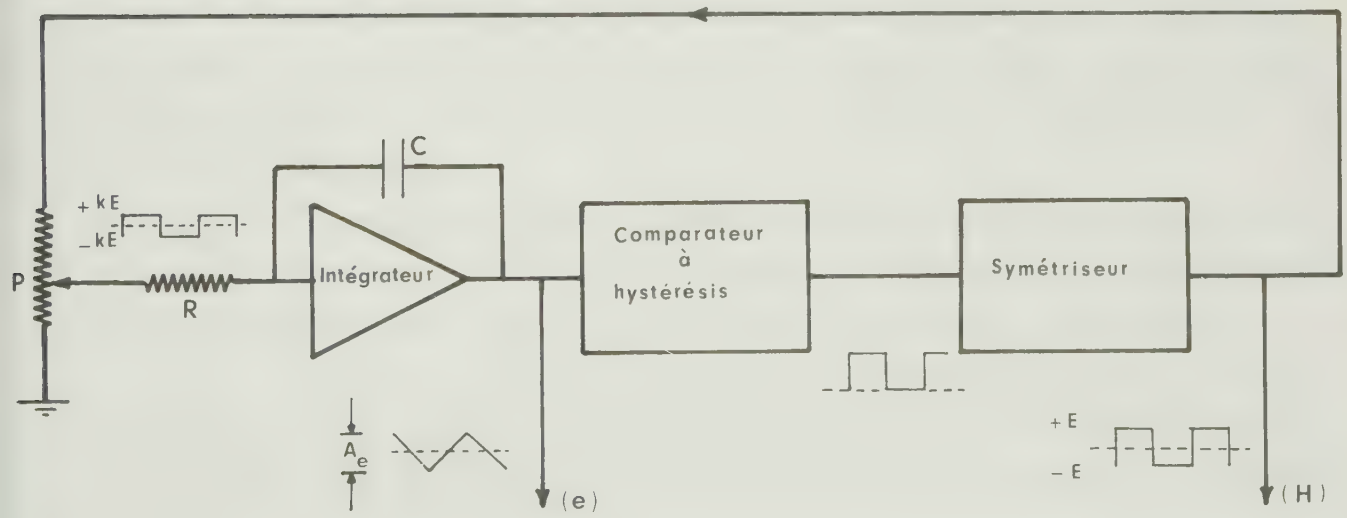
A l'aide des trois circuits écrêteurs on obtient à partir des signaux triangulaires, trois signaux sinusoïdaux d'amplitude constante. A l'aide d'un potentiomètre triphasé on peut contrôler l'amplitude de ces trois tensions.

Le signal triangulaire de base (e) est comparé avec chacun de ces trois signaux sinusoïdaux à l'aide des trois circuits comparateurs. Les signaux de sortie des comparateurs sont envoyés dans trois circuits de mise en forme qui attaquent les générateurs d'impulsions. Ceux-ci fournissent les impulsions de commande des gachettes.

Dans ce qui suit nous allons étudier chaque bloc en détail.

V.6. L'OSCILLATEUR

Le schéma synoptique figure (V.7) indique les principaux élé-



(FIG-V-7) Schéma synoptique de l'oscillateur

ments constitutifs de l'oscillateur. Il est constitué d'un intégrateur dont la sortie attaque un comparateur de tension à hystérésis. La sortie du comparateur est envoyée dans un symétriseur pour obtenir un signal carré symétrique. La sortie du symétriseur est bouclée à l'entrée de l'intégrateur à travers un potentiomètre P.

Principe de fonctionnement

L'élément essentiel est l'intégrateur constitué d'un amplificateur opérationnel ayant un grand gain. L'application de la demi-période négative d'un signal carré sur la résistance R, produit un courant qui est directement proportionnel au niveau continu de cette demi-période, et inversement proportionnel à la valeur de la résistance R. L'amplificateur opérationnel a une grande impédance d'entrée. Le courant dans la résistance R est donc identique au courant de charge du condensateur C.

La tension de sortie de l'intégrateur est une tension de pente positive. A un certain niveau prédéterminé, la pente positive déclanche le comparateur de tension qui à son tour déclanche la bascule qui réalise la fonction hystérésis. Cela provoque l'inversion du signal carré à sa demi-période positive.

A l'aide du symétriseur et du potentiomètre P, la demi-période positive du signal carré est appliquée à l'entrée de l'intégrateur. Le courant dans la résistance R s'inverse et le condensateur C se charge dans l'autre sens. A la sortie de l'intégrateur nous avons maintenant une tension de pente négative qui complète l'onde triangulaire. Lorsque cette tension atteint le niveau prédéterminé, elle déclanche le comparateur qui à son tour déclanche la bascule laquelle provoque l'inversion du signal carré à sa demi-période négative; et de nouveau la demi-période négative est appliquée à l'entrée de l'intégrateur.

Le niveau de déclanchement du comparateur étant fixé, la fréquence de l'oscillateur dépend de la valeur de la constante de temps RC et de l'amplitude du signal carré (kE) appliqué à l'entrée de l'intégrateur.

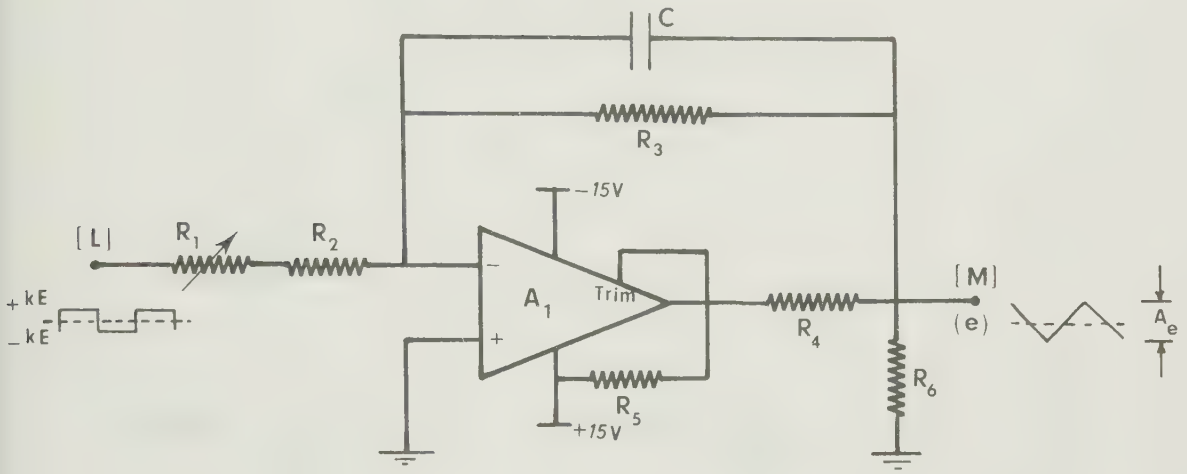
A la sortie de l'intégrateur on a un signal triangulaire symétrique, et à la sortie du symétriseur on a un signal carré symétrique, synchronisé avec le signal triangulaire. Les deux signaux sont d'amplitude cons-

tante et de fréquence ajustable.

V.7. ELEMENTS CONSTITUTIFS DE L'OSCILLATEUR

1.- L'Intégrateur

La figure (V.8) montre l'amplificateur opérationnel A_1 monté en intégrateur. Le circuit d'intégration est formé de R_1 et R_2 en série, et du condensateur C. La constante de temps est donc $\left[(R_1 + R_2)\ C\right]$.



(FIG-V-8) L'intégrateur

$R_1 = 100\,k\Omega$ $R_2 = 12\,k\Omega$
$R_3 = 1\,M\Omega$ $R_4 = 100\,\Omega$
$R_5 = 22\,k\Omega$ $R_6 = 4.7\,k\Omega$
$C = 33\,nf$ $A_1 = SQ_10\,a$

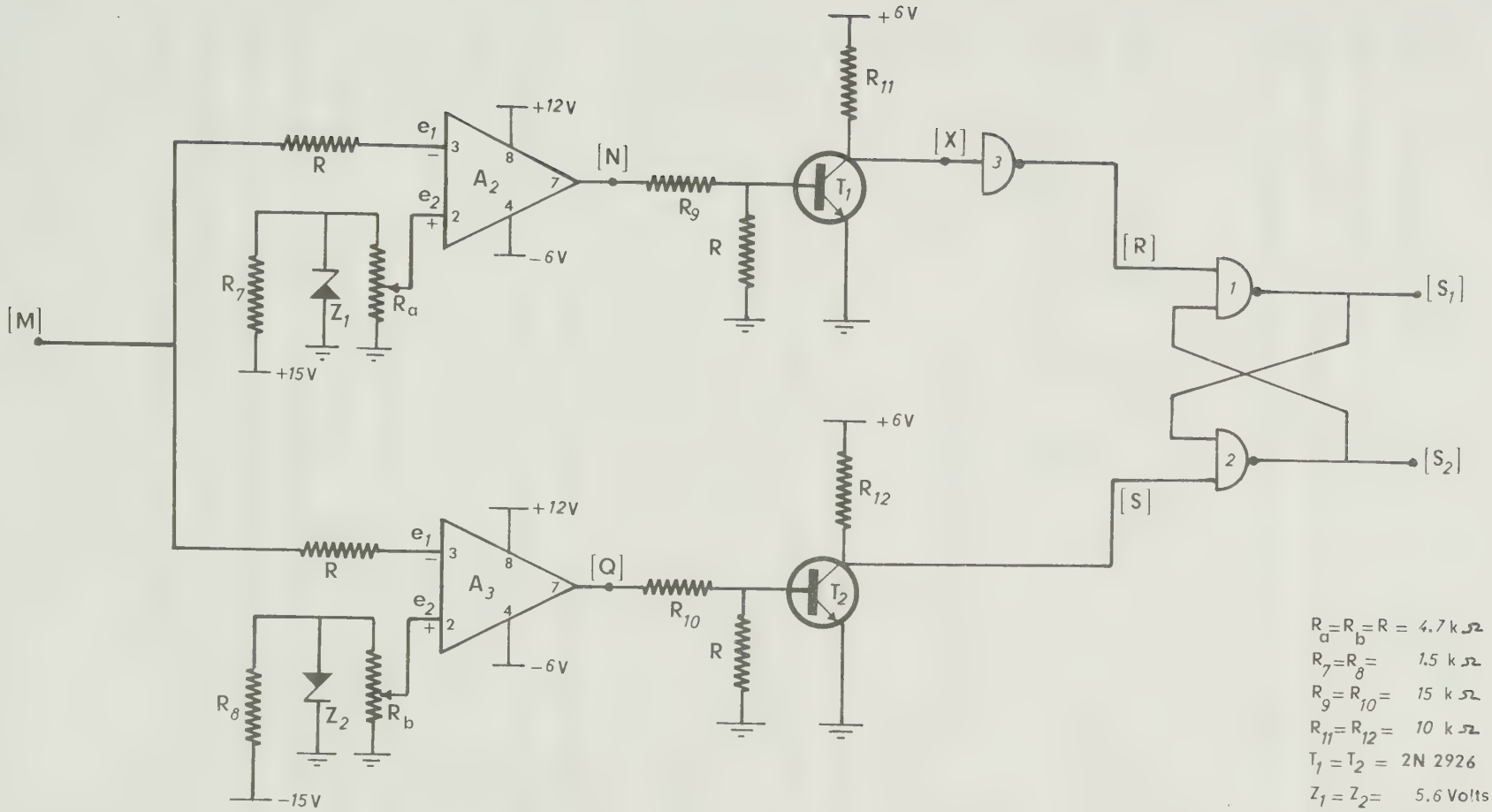
Lorsque l'intégrateur reçoit une tension + KE volts, la tension de sortie (e) passe de $+ A_e/2$ à $- A_e/2$. Le temps d'intégration est donné par :

$$e = \frac{1}{C} \int i\, dt \qquad (V.7)$$

alors :

$$A_e = \frac{K\,E\,t}{C(R_1 + R_2)} \qquad (V.8)$$

d'où l'on a : $$t = \frac{A_e\ C(R_1 + R_2)}{KE} \qquad (V.9)$$



(FIG-V-9)Schéma du comparateur à hystérésis

$R_a = R_b = R = 4.7\ k\Omega$
$R_7 = R_8 = 1.5\ k\Omega$
$R_9 = R_{10} = 15\ k\Omega$
$R_{11} = R_{12} = 10\ k\Omega$
$T_1 = T_2 =$ 2N 2926
$Z_1 = Z_2 =$ 5.6 Volts
1=2=3= NAND FLH101
$A_2 = A_3 =$ LM 710

Une période comprendra la montée et la descente, soit 2t, et la fréquence sera :

$$f = \frac{1}{2t} = \frac{KE}{2A_e C(R_1 + R_2)} \qquad (V.10)$$

L'amplitude A_e du signal est fixée par le seuil de comparaison du comparateur. Nous avons fixé ce seuil pour avoir une valeur $A_e = 1\ V_{càc}$. Nous avons fixé la constante de temps $\left[(R_1 + R_2)\ C\right]$ pour avoir une fréquence minimale f de 10 Hz, mais la fréquence maximale peut atteindre quelques kilohertz (nous nous sommes intéressés aux basses fréquences).

Nous avons placé en parallèle avec le condensateur C une résistance R_3 de grande valeur $R_3 >> (R_1 + R_2)$. Cette résistance agit comme élément de correction. Elle réduit à une valeur négligeable les erreurs dues à l'imperfection de l'amplificateur.

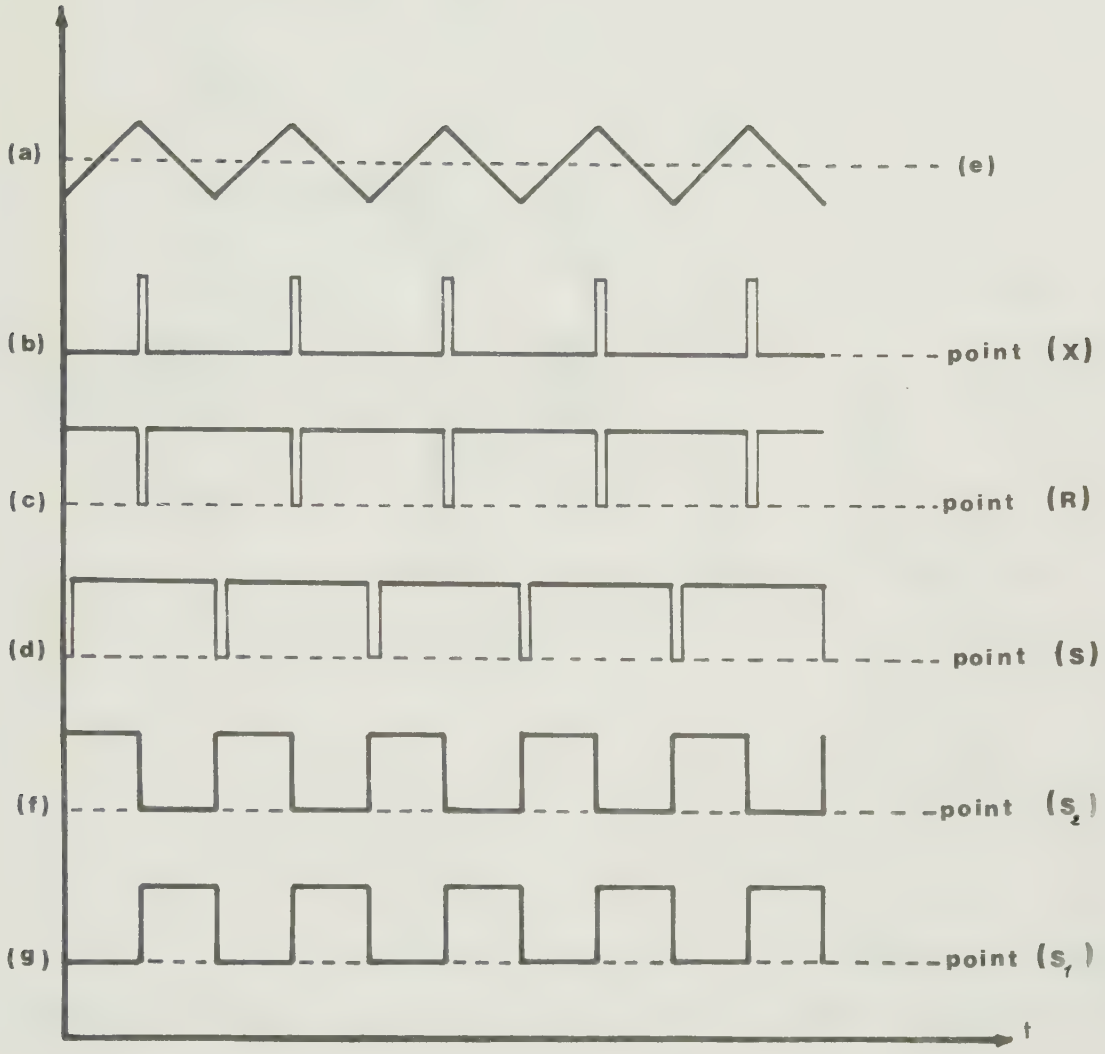
2.- Le comparateur à hystérésis

La figure (V.9) montre le montage du comparateur à hystérésis utilisé. Deux amplificateurs opérationnels A_2 et A_3 sont montés en comparateur de tension à boucle ouverte. Ils sont attaqués sur l'entrée négative e_1 par le signal triangulaire (e) issu de l'intégrateur. On a ajusté la tension de référence sur l'entrée positive e_2 à l'aide des potentiomètres R_a et R_b à la valeur + 0.5 volt et - 0.5 volt respectivement.

La tension de sortie de chaque comparateur est envoyée sur un transistor fonctionnant en saturation, et qui nous donne à sa sortie un signal positif sans déformation et bien précis par rapport au zéro. Les signaux de sortie des transistors sont donnés figure (V.10 b et d).

Deux portes NAND (1 et 2) sont montées en bascule R-S. Celle-ci, attaquée par les impulsions de sortie des deux transistors, fonctionne en mémoire et produitl'hystérésis.Elle donne à sa sortie deux signaux rectangulaires complémentaires, synchronisés avec le signal triangulaire (e). Les deux signaux sont positifs par rapport au zéro et ils sont donnés par la figure (V.10 f et g). A noter que pour attaquer la borne [R] , on a dû inverser

le signal de sortie du transistor en utilisant l'inverseur (3).

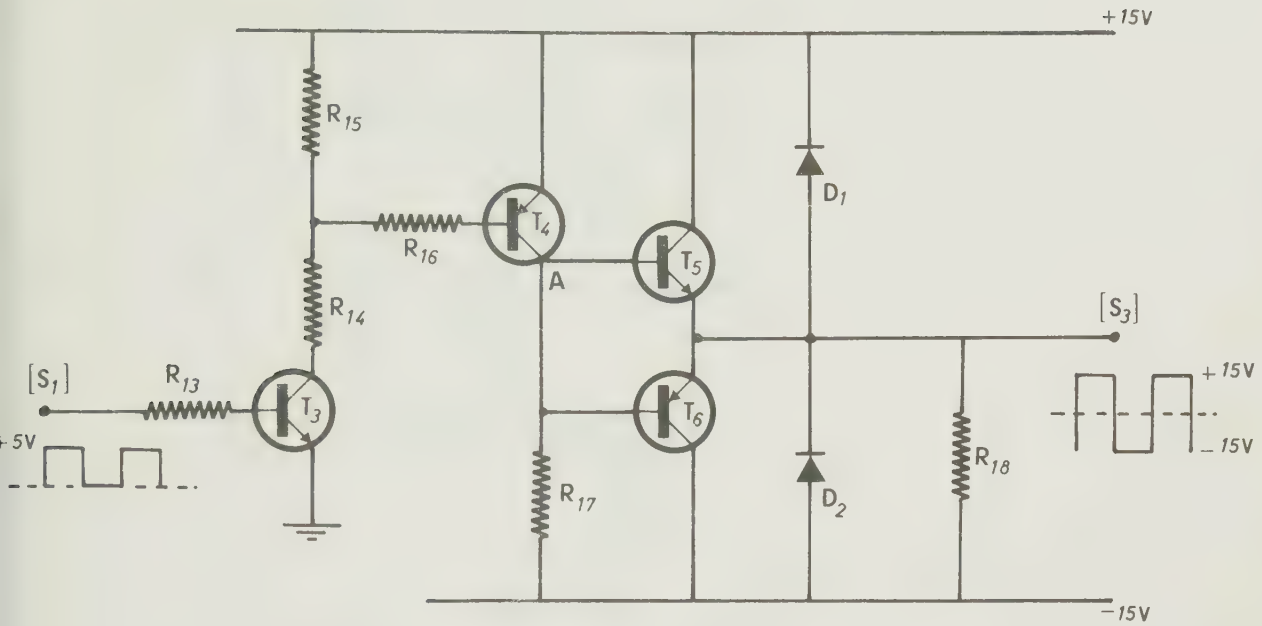


(FIG-V-10) Differents signaux du circuit comparateur à hystérésis

3.- Le symétriseur

La figure (V.11) montre le schéma du symétriseur. Les signaux issus de la borne S_1 de la bascule commande le transistor T_3 en régime de commutation. La résistance R_{13} en série avec la base de T_3 fixe le courant de base. Ce transistor T_3 commande lui-même le transistor T_4 par l'intermédiaire du pont diviseur formé par les résistances R_{14} et R_{15}. Ces transistors T_3 et T_4 fonctionnent comme éléments de variation de niveau, on obtient ainsi une tension changeant de polarité sur le collecteur de T_4 selon que le niveau logi-

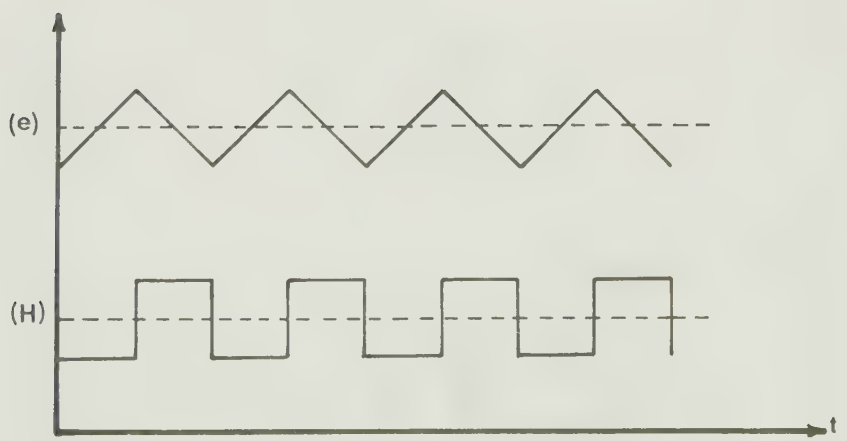
que à l'entrée du circuit est "1" ou "0".



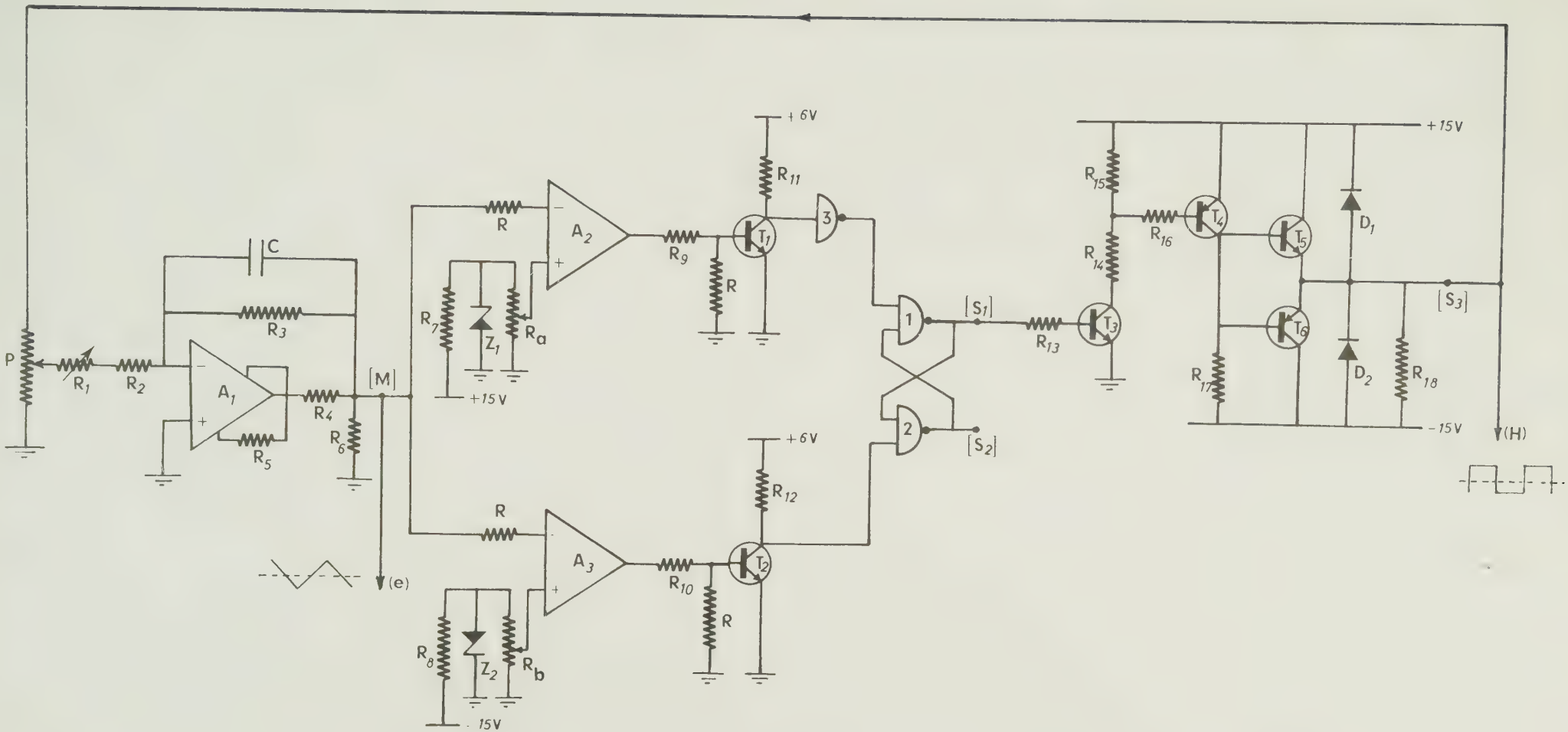
(FIG-V-11) Le symétriseur

R_{13} = 470 Ω R_{18} = 27 kΩ
R_{14} = R_{15} = 270 Ω
R_{16} = R_{17} = 1 kΩ
T_3 = T_5 = BC 109
T_4 = BC 178 T_6 = BC 179
D_1 = D_2 = BA 148

Les transistors de sortie T_5 et T_6 fonctionnent en émetteurs suiveurs de façon que, lorsque l'un d'eux sera saturé, l'autre sera bloqué



(FIG-V-12) Signaux de sortie de l'oscillateur



(FIG-V-13) Schéma complet de l'oscillateur

ou inversement, selon le signe de la tension au point (A). On obtient à la sortie S_3 un signal symétrique par rapport au zéro d'amplitude ± 15 volts. La sortie S_3 est bouclée à l'entrée de l'intégrateur à travers le potentiomètre P.

Les deux signaux rectangulaire (H) et triangulaire (e) issus de l'oscillateur sont symétriques et synchrones. Ils sont donnés figure (V.12). La figure (V.13) montre le schéma complet de l'oscillateur.

§§§

CHAPITRE VI

OBTENTION DES SIGNAUX DE COMMANDE DES GACHETTES A PARTIR DES DEUX SIGNAUX ISSUS DE L'OSCILLATEUR

VI.A. DIVISEUR PAR DEUX DU SIGNAL TRIANGULAIRE (e)

VI.A.1. Principe de fonctionnement

Nous allons montrer qu'à partir du signal triangulaire (e) issu de l'oscillateur, il est possible d'obtenir un signal triangulaire d'amplitude constante égale $2A_e$, synchronisé avec ce premier, et de fréquence f_1 égale à la moitié de celle du signal (e) $\left[f_1 = \frac{f}{2} \right]$. Cela peut être réalisé par simple combinaison ou commutation de signaux intermédiaires qui ne diffèrent de (e) que d'une composante continue et d'un signe.

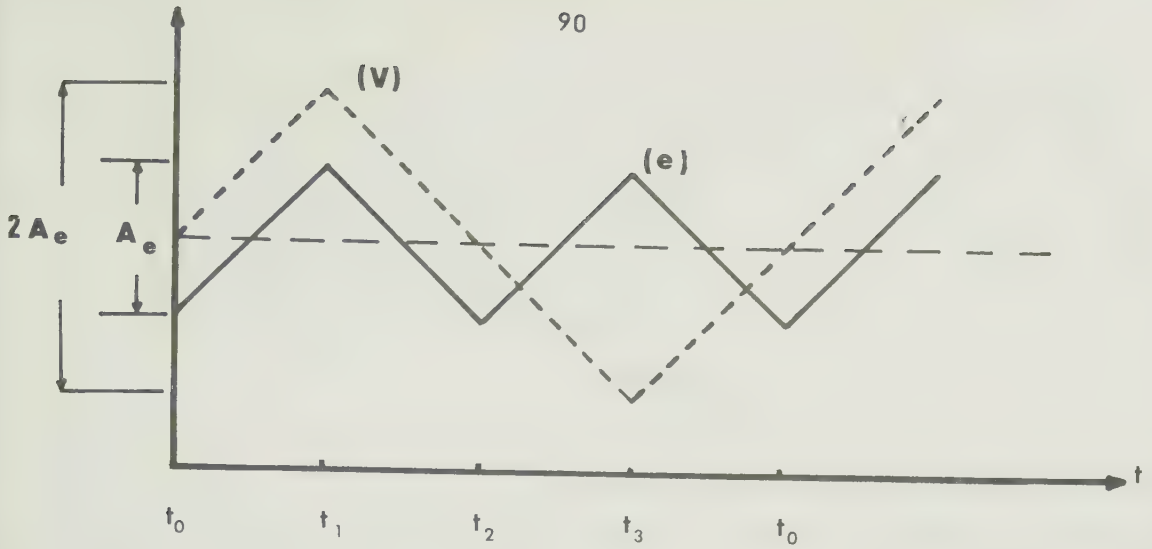
Considérons la figure (VI.1) qui montre les deux signaux triangulaires (e) et (V), et définissons le signal (V) en fonction du seul signal (e) durant une période.

période	$t_o - t_1$	$t_1 - t_2$	$t_2 - t_3$	$t_3 - t_o$
signal (V)	$e + \frac{A_e}{2}$	$e + \frac{A_e}{2}$	$- e - \frac{A_e}{2}$	$- e - \frac{A_e}{2}$

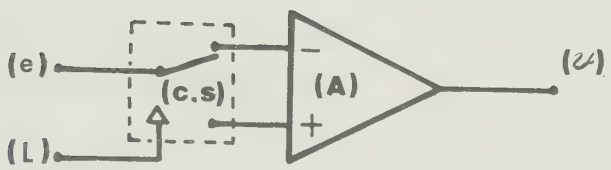
Tableau I

La commutation du signal (e) se présente en synchronisme avec les sommets négatifs de ce signal. Elle peut être effectuée à l'aide d'un système comprenant un commutateur statique (C.S.) et un amplificateur opérationnel (A) comme donné par la figure (VI.2).

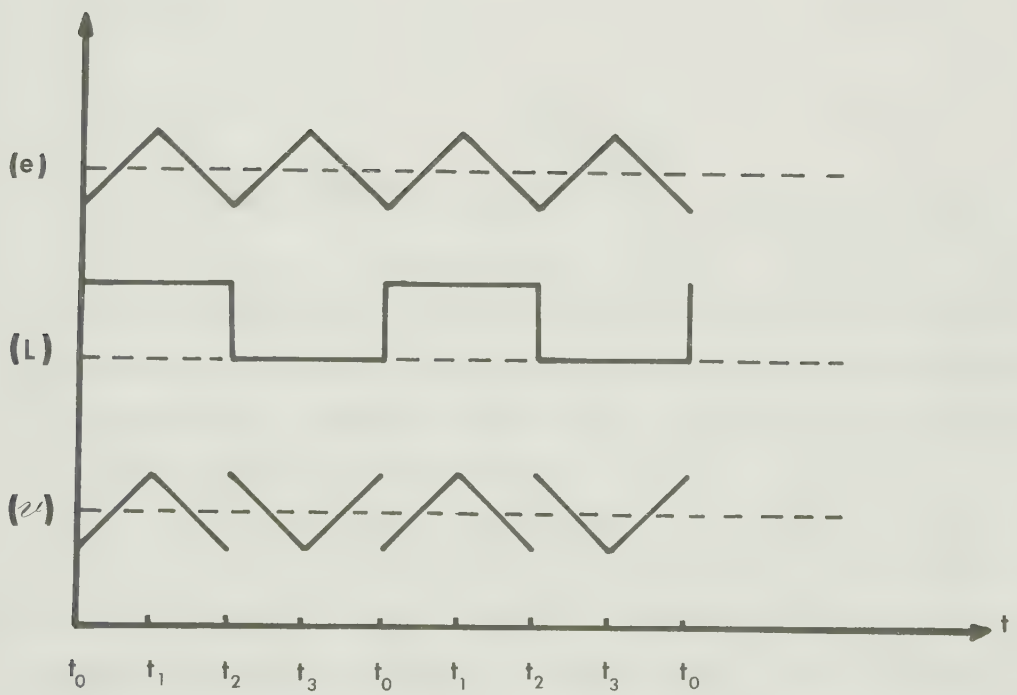
Les basculements de ce commutateur statique sont effectués par un signal de commande L donné par le tableau II. D'après ce tableau on peut définir le signal de polarisation L nécessaire. La figure (VI.3) montre les différents signaux e, L, v en fonction de la période.



(FIG-VI-1) Les deux signaux triangulaires (e) et (V)



(FIG-VI-2) Ensemble commutateur statique-amplificateur operationnel



(FIG-VI-3) Signaux de commande et de sortie de l'ensemble [(c.s) et (A)]

période (t)	$t_o - t_1$	$t_1 - t_2$	$t_2 - t_3$	$t_3 - t_o$
polarisation L	+ 1	+ 1	0	0
tension de sor-tie v	+ e	+ e	- e	- e

Tableau II

Pour obtenir les signaux composants du signal (V) donnés par le tableau I, il nous faut ajouter au signal de sortie (v) des composantes continues d'amplitude $A_e/2$ durant les dinstants désirés. Cela peut être effectué en utilisant l'amplificateur opérationnel A en sommateur. Les signaux de commande (e_1) et (e_2) nécessaires pour achever cette opération sont donnés par le tableau III. La figure (VI.4) montre le schéma bloc du dispositif d'obtention du signal (V), et la figure (VI.5) montre les différents signaux de commande.

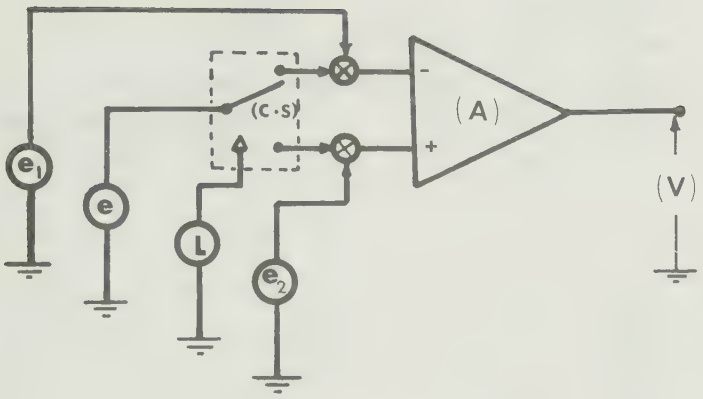
période	$t_o - t_1$	$t_1 - t_2$	$t_2 - t_3$	$t_3 - t_o$
e_1	0	0	$+ \frac{A_e}{2}$	$+ \frac{A_e}{2}$
e_2	$+ \frac{A_e}{2}$	$+ \frac{A_e}{2}$	0	0

Tableau III

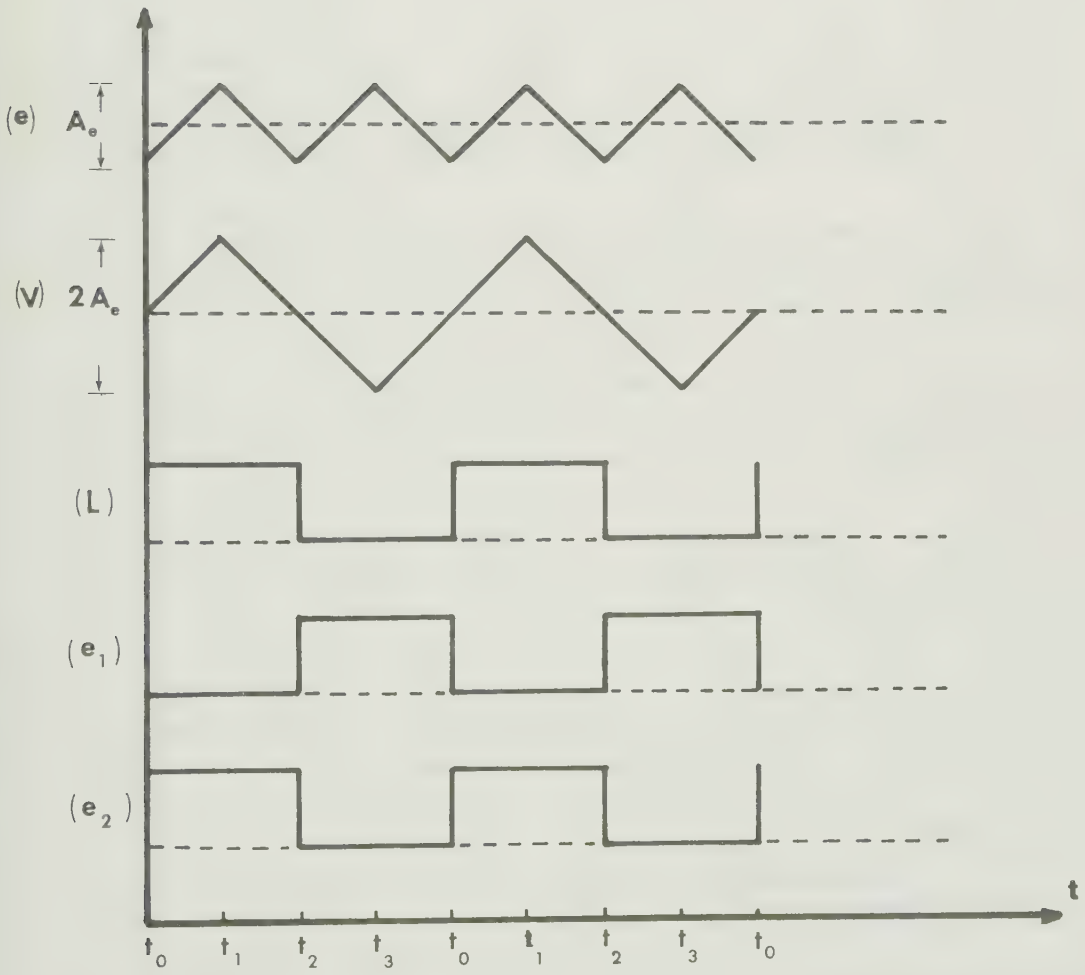
VI.A.2. Circuit logique d'obtention des signaux de commande

Le signal rectangulaire symétrique (H) issu de l'oscillateur est utilisé pour attaquer un circuit logique. Ce signal est d'abord envoyé sur un transistor T_1 fonctionnant en saturation pour fournir le niveau convenable pour attaquer les bascules. Le signal de sortie de ce transistor (H_1) est positif d'amplitude + 5 volts.

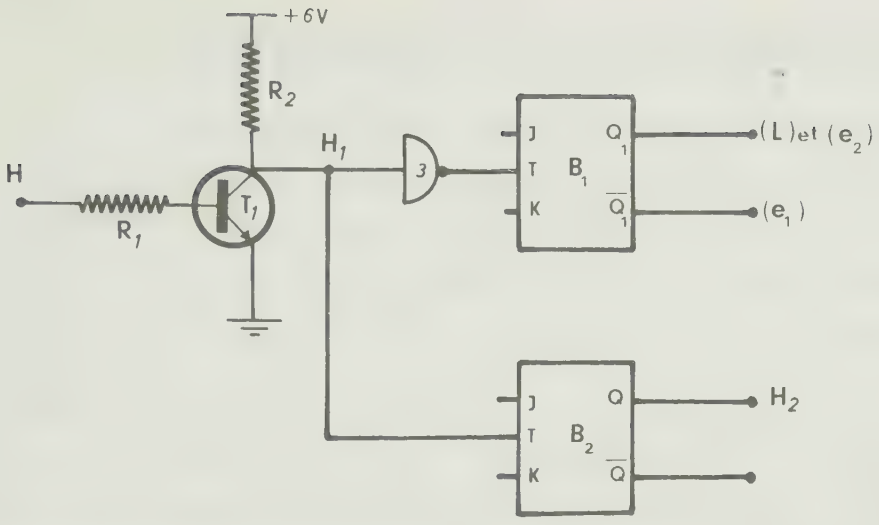
Les signaux de commande L, e_1 et e_2 sont obtenus à partir du signal (H_1) en utilisant une bascule B_1 comme diviseur par deux. Une autre bascule B_2 est utilisée pour obtenir le signal (H_2) nécessaire pour attaquer le compteur en anneau comme nous le verrons plus tard. La figure (VI.6) montre le schéma du circuit logique, et la figure (VI.7) montre les différents signaux.



(FIG-VI-4) Diagramme bloc d'obtention du signal (V)

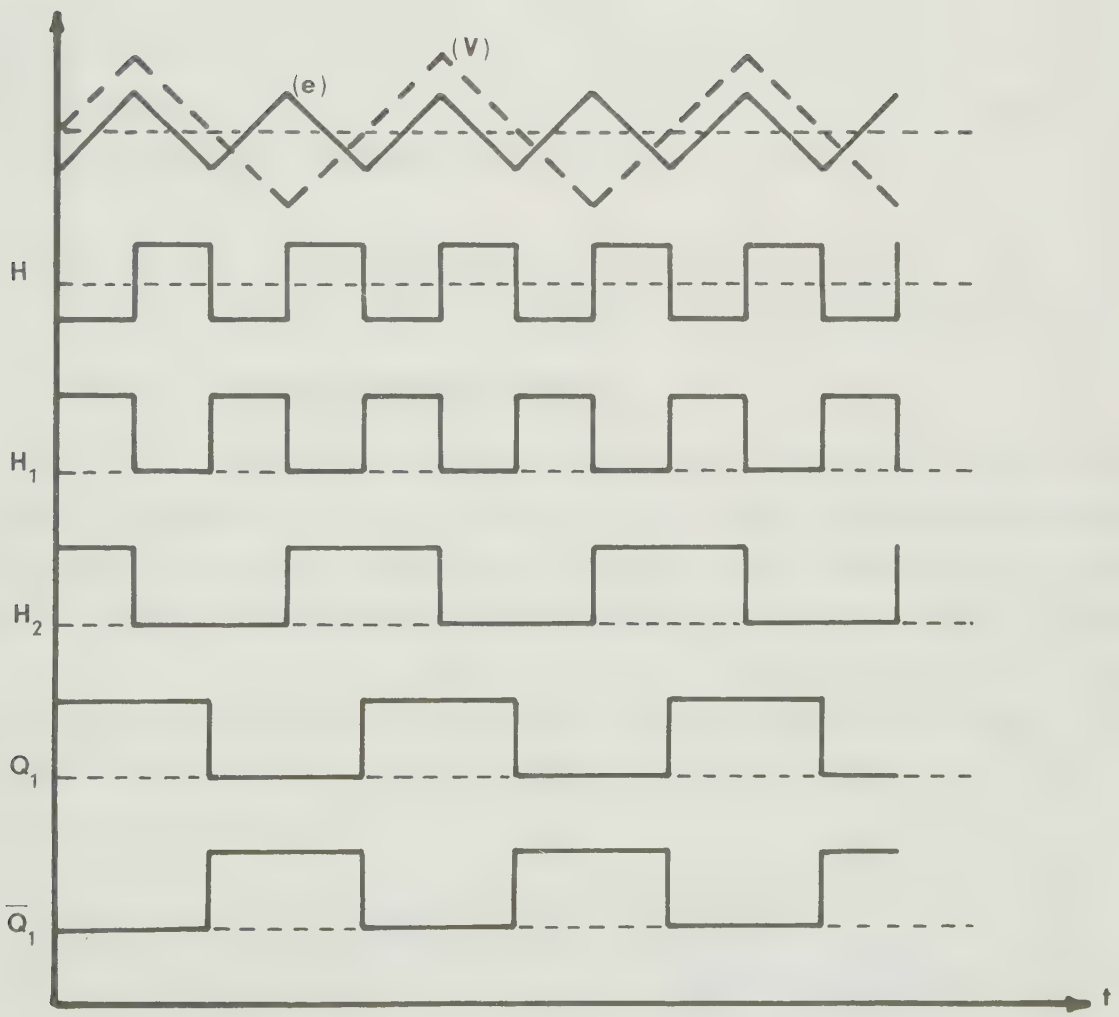


(FIG-VI-5) Différents signaux du diviseur par deux



$R_1 = 15\ k\Omega$
$R_2 = 8.2\ k\Omega$
T_1 = BFY 50
$B_1 = B_2$ = FLJ 271
3 = SN 7404

(FIG-VI-6) Schéma du circuit logique



(FIG-VI-7) Differents signaux issus du circuit logique

VI.A.3. Ensemble commutateur statique-amplificateur opérationnel

La figure (VI.8) montre le circuit utilisé pour réaliser l'ensemble commutateur statique-amplificateur opérationnel. Les éléments interrupteurs du commutateur statique sont des transistors à effet de champ dont les commandes en opposition de phase, sont fournies par les transistors T_1 et T_2. Eux-mêmes sont commandés par le signal logique L. Le niveau haut du signal L rend le FET (F_2) conducteur, alors que le niveau bas rend le FET (F_1) conducteur. L'amplificateur opérationnel A dont le gain est ajusté à la valeur convenable à l'aide du potentiomètre P_a, réalise les différentes opérations citées. On ajuste l'égalité d'amplitude des signaux ($e_1 = e_2 = A_e/2$) à l'aide des potentiomètres P_1 et P_2.

La gamme de fréquence d'utilisation de ce circuit n'est limitée du côté des hautes fréquences que par le temps de basculement des commutateurs statiques. Avec les commutateurs rapides utilisés, on peut atteindre quelques kilohertz. A l'inverse, il n'existe pas de limite pour les basses fréquences dont la gamme dépend seulement de l'oscillateur.Il est à remarquer que l'élaboration du signal (V) à partir du signal de base (e) ne nécessite qu'un minimum d'opérations successives.

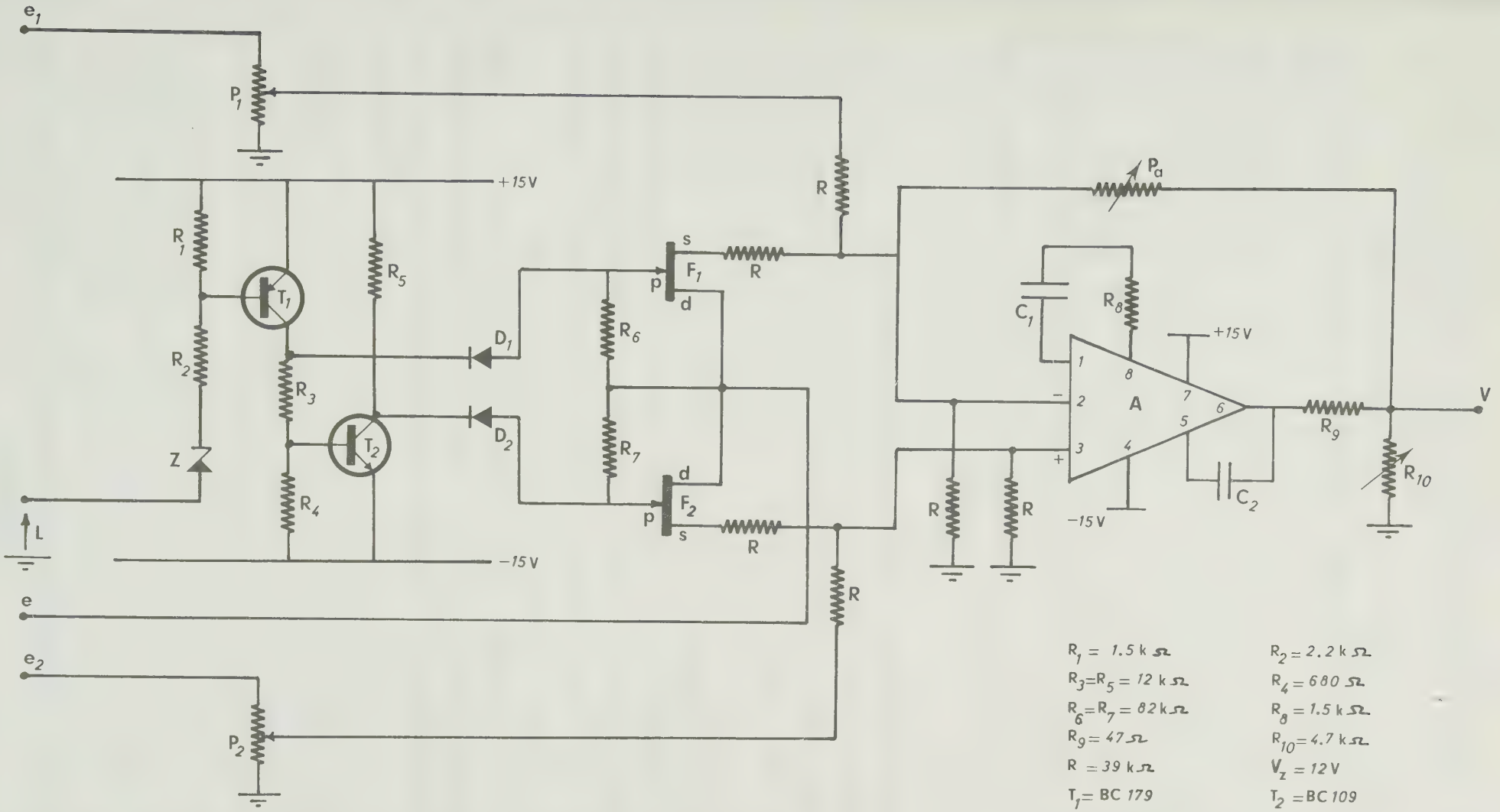
VI.B. DIVISEUR PAR TROIS DU SIGNAL TRIANGULAIRE (V)

VI.B.1. Principe de fonctionnement

Nous allons montrer comment on a pu obtenir à partir d'un signal triangulaire de base, trois signaux triangulaires déphasés de $2\pi/3$. Ces trois signaux sont d'amplitude constante égale trois fois celle du signal de base, et de fréquence égale au tiers de celle du signal de base.

Comme nous avons déjà choisi le rapport $N = \frac{f_p}{f_m} = 6$, on se sert du signal triangulaire (V) déjà obtenu comme signal de base. Les signaux triangulaires triphasés obtenus seront de fréquence $f_2 = \frac{f}{6}$ par rapport au signal (e).

On emploie le procédé précédemment utilisé pour obtenir le signal (V) à partir du signal (e). Considérons la figure (VI.9) qui montre le signal de base (V) et les trois signaux triangulaires triphasés



R_1 = 1.5 kΩ
R_2 = 2.2 kΩ
R_3=R_5 = 12 kΩ
R_4 = 680 Ω
R_6=R_7 = 82 kΩ
R_8 = 1.5 kΩ
R_9 = 47 Ω
R_{10} = 4.7 kΩ
R = 39 kΩ
V_z = 12 V
T_1 = BC 179
T_2 = BC 109
F_1 = F_2 = BFW 10
A = TAA 521
C_1 = 4700 P.f
C_2 = 220 P.f

(FIG-VI-8) Ensemble commutateur statique – amplificateur opérationnel

V_R, V_S, V_T. Définissons ces trois signaux en fonction du seul signal de base (V) durant une période (tableau IV).

Pour chaque phase R, S, T, un dispositif analogue à celui de la figure (VI.4) réalise les opérations données par le tableau de définition IV.

période	$t_o - t_1$	$t_1 - t_2$	$t_2 - t_3$	$t_3 - t_4$	$t_4 - t_5$	$t_5 - t_o$
V_R	$+ V + 2A_e$	$+V + 2A_e$	$- V$	$+V - 2A_e$	$+V - 2A_e$	$- V$
V_S	$+ V - 2A_e$	$- V$	$+V + 2A_e$	$+V + 2A_e$	$- V$	$+V - 2A_e$
V_T	$- V$	$+V - 2A_e$	$+V - 2A_e$	$- V$	$+V + 2A_e$	$+V + 2A_e$

Tableau IV

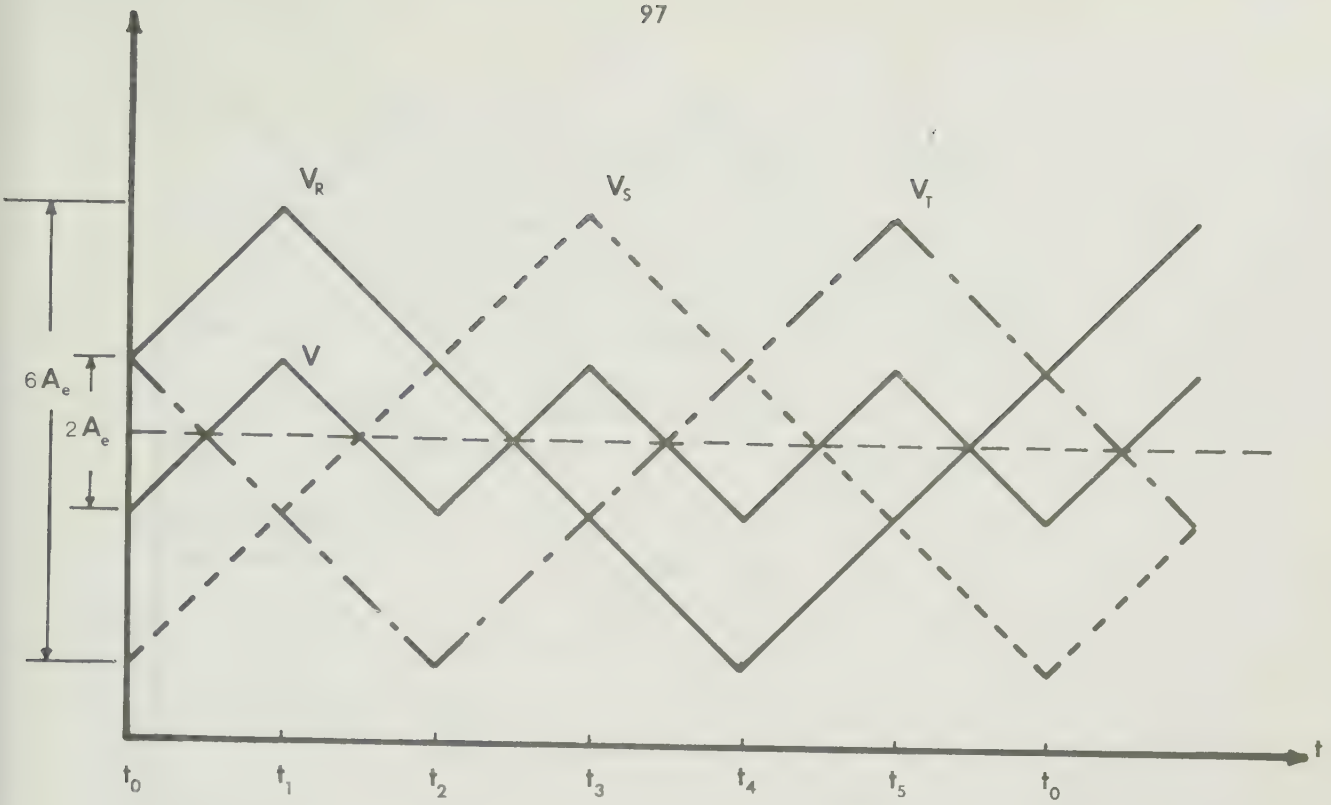
Les signaux représentatifs des composantes continues $\pm 2A_e$ seront notés e_{1R}, e_{2R}, e_{1S}, e_{2S}, e_{1T}, e_{2T}. Les signaux de polarisation des commutateurs statiques seront notés L_R, L_S, L_T. Ces signaux sont délivrés par un circuit logique comprenant un compteur en anneau, ainsi qu'un ensemble de portes NAND.

La figure (VI.10) représente le schéma bloc du dispositif utilisé pour obtenir les trois signaux V_R, V_S, V_T. Le signal (H_2) utilisé pour attaquer le compteur en anneau est obtenu à partir du signal (H_1) en utilisant une bascule comme on l'a déjà indiqué figure (VI.6).

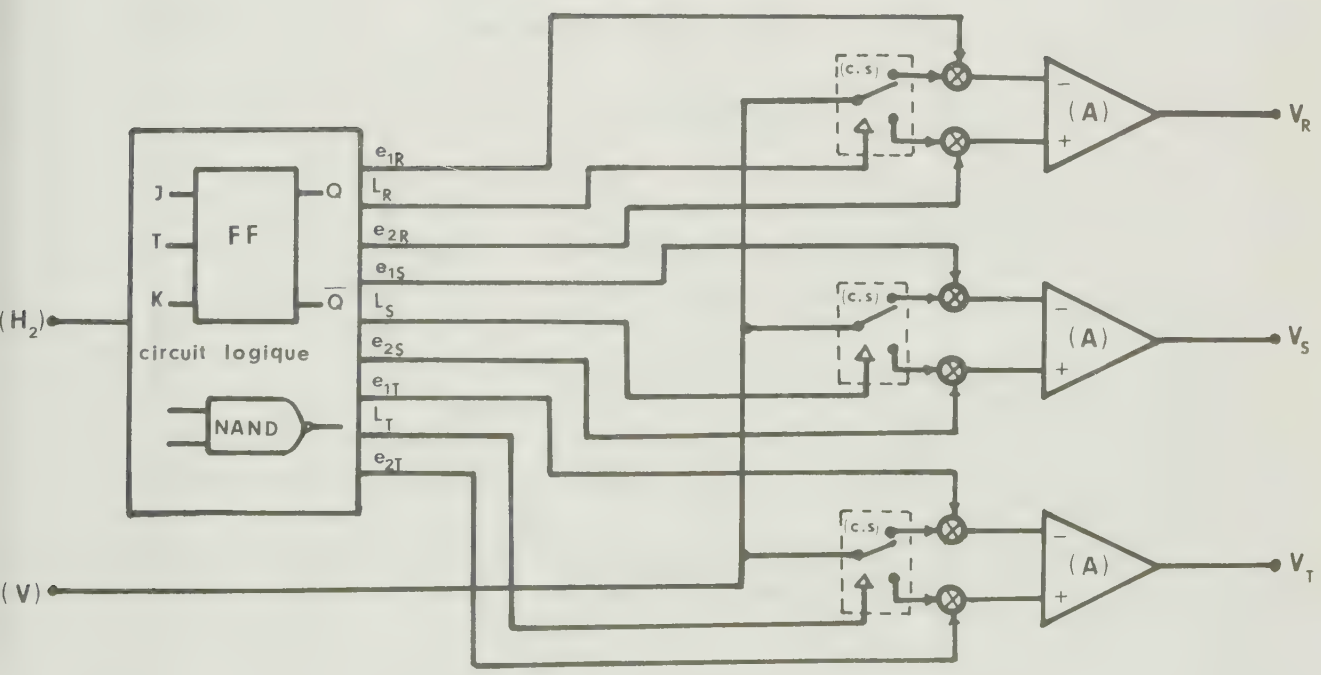
D'après le tableau IV, les signaux de commande des trois phases R, S, T sont donnés respectivement par les tableaux V, VI et VII. Ces signaux sont indiqués dans la figure (VI.11). Le montage utilisé pour la réalisation des opérations de chaque phase est le même que celui donné par la figure (VI.8).

période	$t_o - t_1$	$t_1 - t_2$	$t_2 - t_3$	$t_3 - t_4$	$t_4 - t_5$	$t_5 - t_o$
V_R	$+V + 2A_e$	$+V + 2A_e$	$- V$	$+V - 2A_e$	$+V - 2A_e$	$- V$
v_R	$+ V$	$+ V$	$- V$	$+ V$	$+ V$	$- V$
L_R	$+ 1$	$+ 1$	0	$+ 1$	$+ 1$	0
e_{1R}	0	0	0	$+ 2A_e$	$+ 2A_e$	0
e_{2R}	$+ 2A_e$	$+ 2A_e$	0	0	0	0

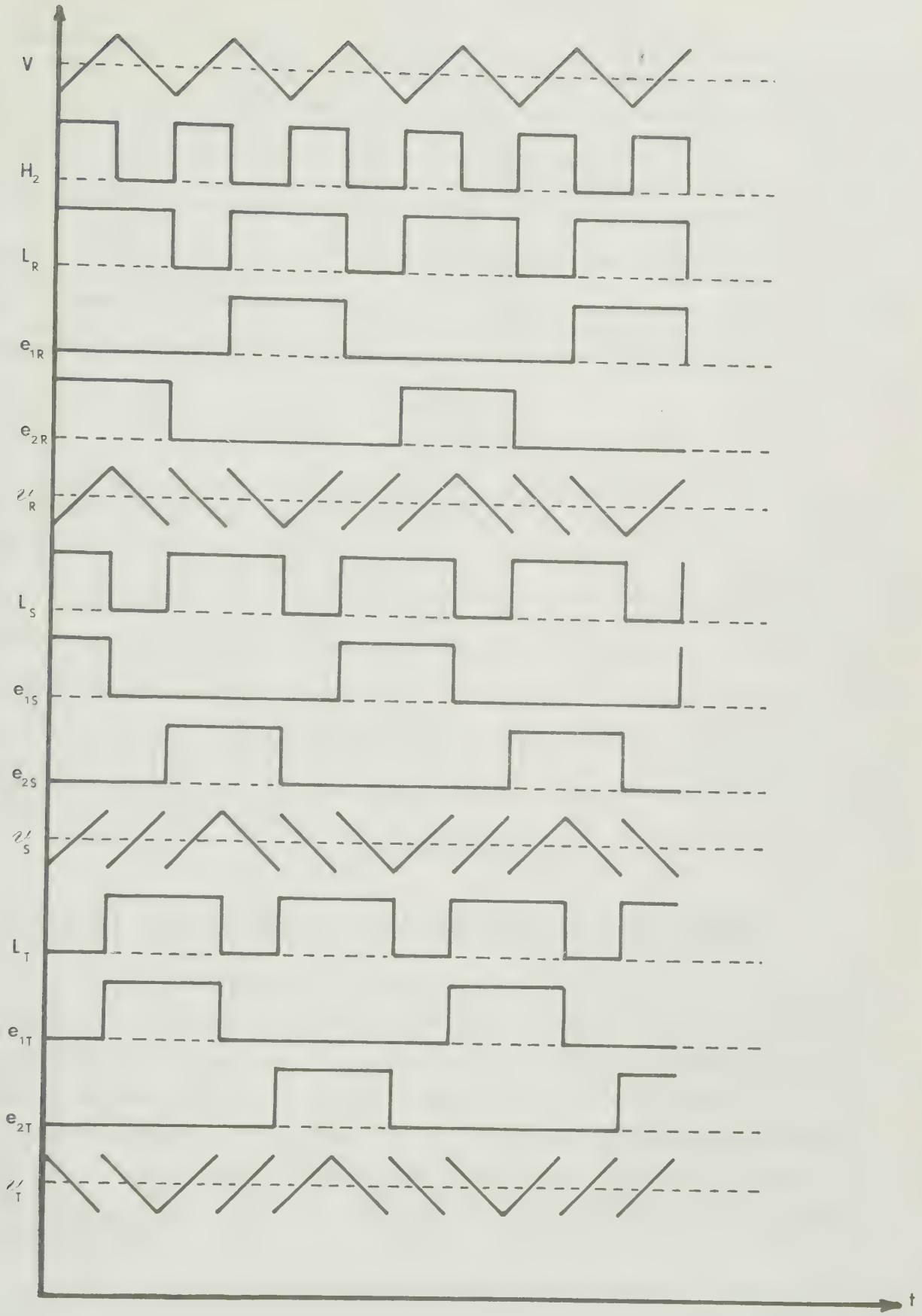
Tableau V



(FIG-VI-9) Les trois signaux triangulaires triphasés et le signal de base (V)



(FIG-VI-10) Schéma bloc du dispositif d'obtention du signal triangulaire triphasé



(FIG-VI-11) Differents signaux de commande du système triphasé

période	$t_o - t_1$	$t_1 - t_2$	$t_2 - t_3$	$t_3 - t_4$	$t_4 - t_5$	$t_5 - t_o$
V_S	$+V - 2A_e$	$- V$	$+V + 2A_e$	$+V + 2A_e$	$- V$	$+V - 2A_e$
v_S	$+ V$	$- V$	$+ V$	$+ V$	$- V$	$+ V$
L_S	+ 1	0	+ 1	+ 1	0	+ 1
e_{1S}	$+ 2A_e$	0	0	0	0	$+ 2A_e$
e_{2S}	0	0	$+ 2A_e$	$+ 2A_e$	0	0

Tableau VI

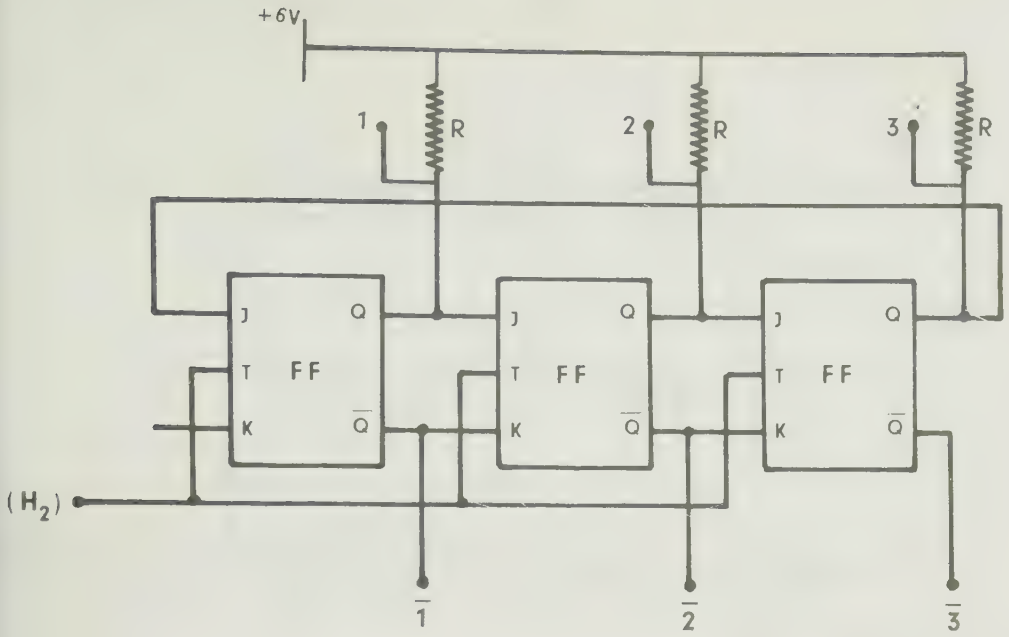
période	$t_o - t_1$	$t_1 - t_2$	$t_2 - t_3$	$t_3 - t_4$	$t_4 - t_5$	$t_5 - t_o$
V_T	$- V$	$+V - 2A_e$	$+V - 2A_e$	$- V$	$+ V + 2A_e$	$+V + 2A_e$
v_T	$- V$	$+ V$	$+ V$	$- V$	$+ V$	$+ V$
L_T	0	+ 1	+ 1	0	+ 1	+ 1
e_{1T}	0	$+ 2A_e$	$+ 2A_e$	0	0	0
e_{2T}	0	0	0	0	$+ 2A_e$	$+ 2A_e$

Tableau VII

VI.B.2. Circuit logique d'obtention des signaux de commande

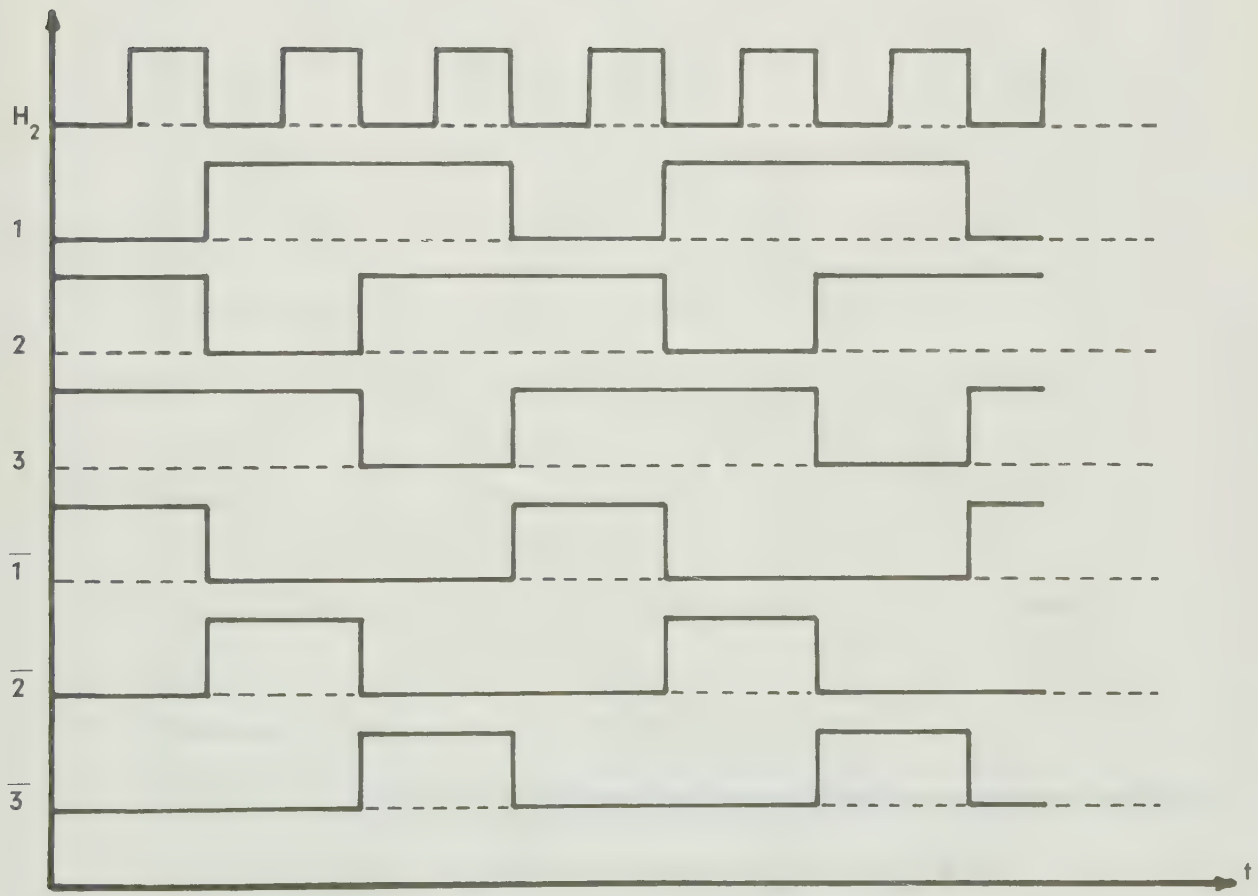
Pour réaliser un déphasage précis de $2\pi/3$ entre les signaux, on utilise un compteur en anneau donné par la figure (VI.12). Il est constitué par trois bistables, la sortie étant bouclée sur l'entrée. Un seul bistable est dans l'état "0" logique, tandis que les deux autres sont dans l'état "1" logique. Chaque état "0" de l'impulsion d'horloge transfère ces "0" et "1" logiques aux étages suivants. (H_2) est le signal d'attaque de l'horloge. Les six signaux de sortie du compteur $1,2,3,\bar{1},\bar{2},\bar{3}$ sont donnés figure (VI.13).

Le système de portes logiques (portes NAND et inverseurs) donné par la figure (VI.14) est utilisé pour obtenir les signaux $a,b,c,\bar{a},\bar{b},\bar{c}$

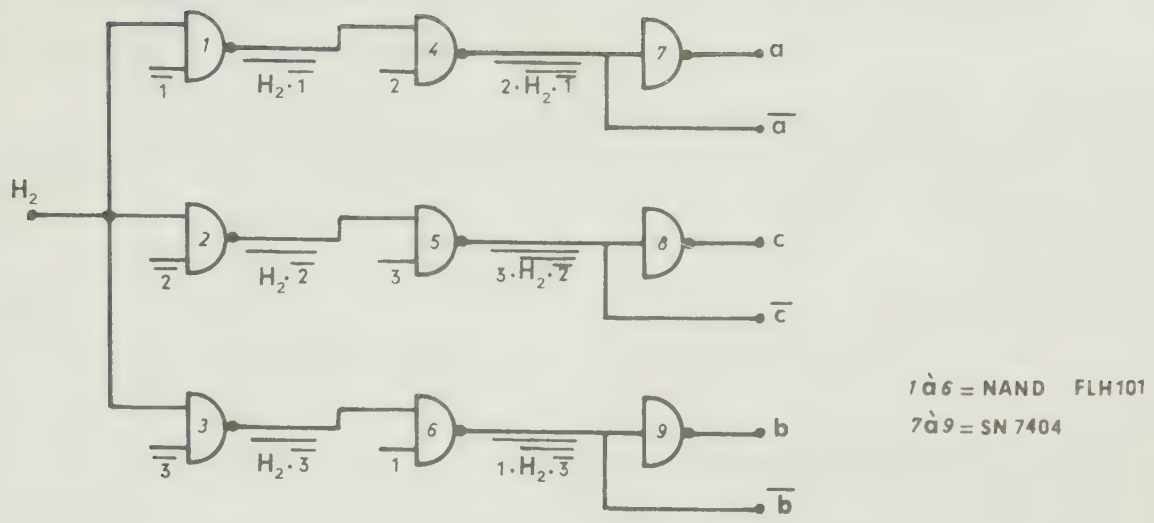


(FIG-VI-12) Compteur en anneau

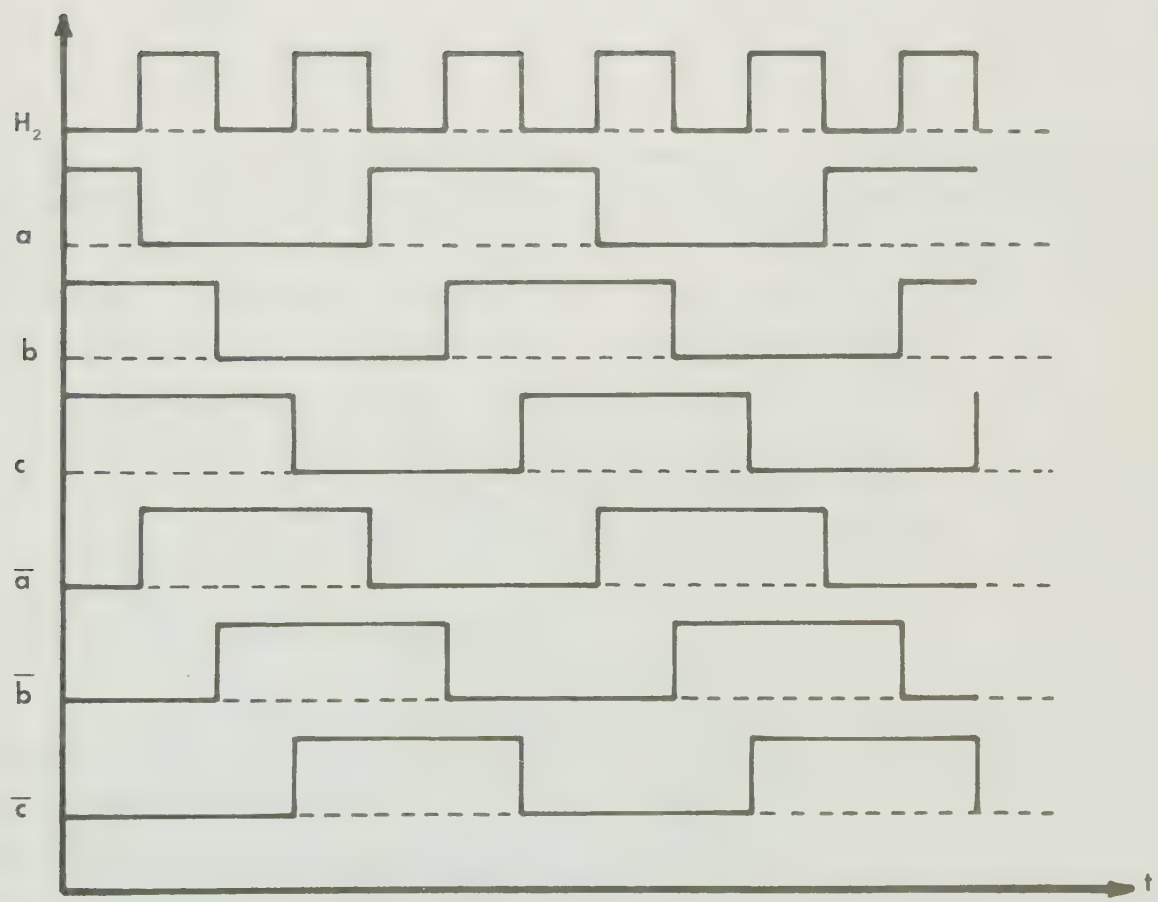
FF = bascule FLJ 271
R = 680 Ω



(FIG-VI-13) Signaux de sortie du compteur en anneau



(FIG-VI-14) Système de portes pour l'obtension des signaux a-b-c-ā-b̄-c̄



(FIG-VI-15) Signaux de sortie du système de portes (FIG-VI-14)

à partir du signal d'horloge (H_2) et des signaux de sortie du compteur en anneau. Ces signaux montrés figure (VI.15) forment un système hexaphasé de tensions carrées à rapport cyclique unitaire.

Le système de portes logiques donné figure (VI.16), comprenant des portes NAND et des inverseurs, réalise les opérations suivantes :

$e_{1R} = \bar{a} \cdot \bar{b}$

phase R $\quad e_{2R} = a \cdot b$

$L_R = (a.b).(\bar{a}.\bar{b})$

$e_{1S} = a \cdot \bar{c}$

phase S $\quad e_{2S} = \bar{a} \cdot c$

$L_S = (\bar{a}.c).(a.\bar{c})$

$e_{1T} = b \cdot c$

phase T $\quad e_{2T} = \bar{b} \cdot \bar{c}$

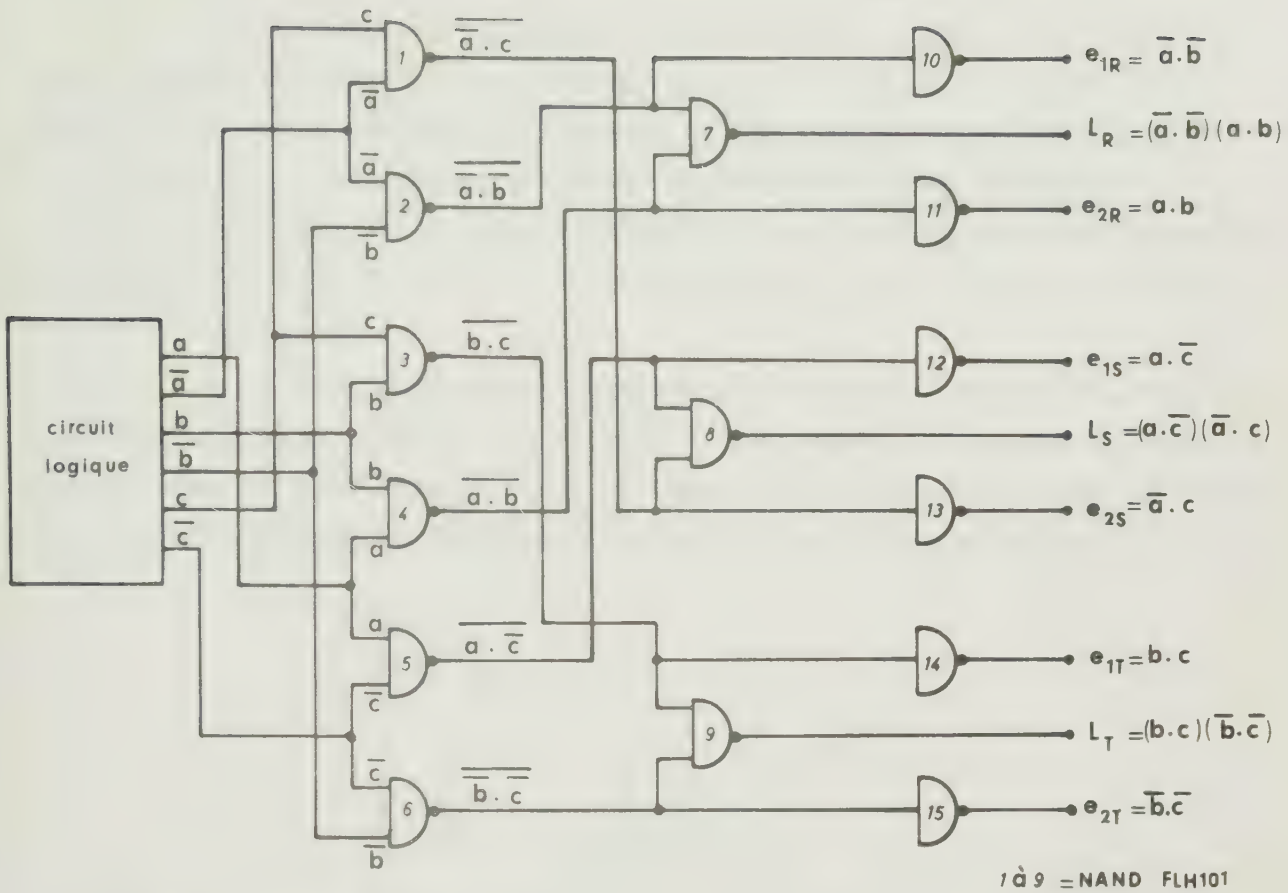
$L_T = (b.c).(\bar{b}.\bar{c})$

Trois circuits identiques (commutateur statique-amplificateur opérationnel) à celui donné par la figure (VI.8) sont commandés chacun par les signaux de commande d'une phase. On obtient à la sortie trois signaux triangulaires triphasés, d'amplitude constante ($6A_e$) et de fréquence $f_2 = \frac{f}{6}$. La figure (VI.17) montre l'oscillogramme de ces trois signaux de sortie.

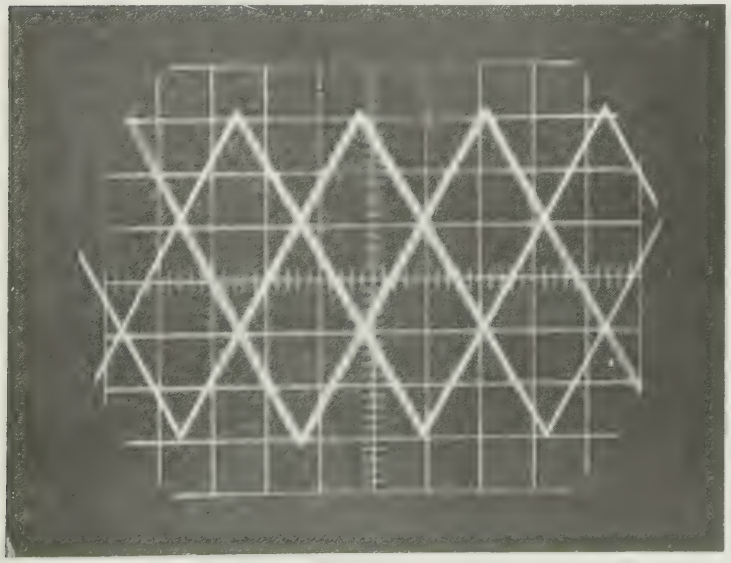
VI.C. CIRCUIT CONVERTISSEUR DU SIGNAL TRIANGULAIRE EN SIGNAL SINUSOÏDAL

VI.C.1. Principe de fonctionnement

La formation d'une fonction sinusoïdale à partir d'un signal triangulaire, peut se faire par approximations successives à l'aide d'un réseau atténuateur à seuils décalés par diodes. Pour expliquer le principe, prenons pour exemple la courbe de la figure (VI.18), elle peut être synthétisée au moyen de segments de droites, tangents à la courbe et dont les pentes sont



(FIG-VI-16) Système de portes pour obtenir les signaux de commande à partir des signaux héxaphasés a-b-c-ā-b̄-c̄



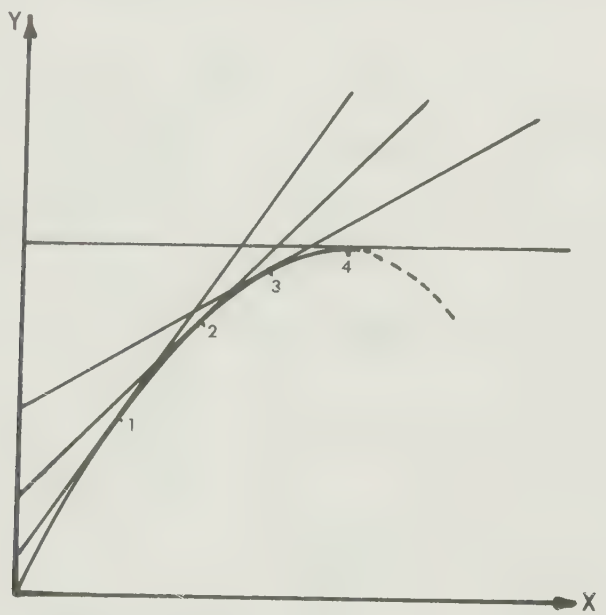
Gamme de tension = 1 volt/div
Gamme de temps = 2 m.sec/div

(FIG-IV-17) Le signal triangulaire triphasé

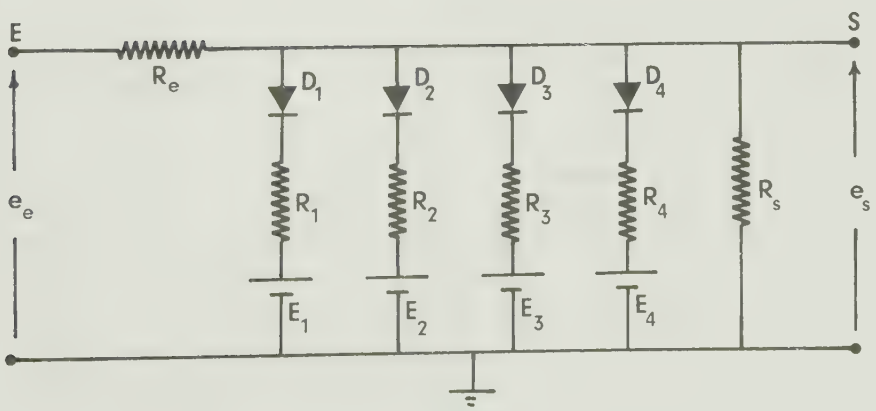
judicieusement calculées.

Le schéma de principe est donné par la figure (VI.19). Lorsque la tension d'entrée e_e croît linéairement, les diodes D_1 à D_4 sont rendues successivement conductrices. Chaque fois qu'une nouvelle diode est rendue conductrice, une résistance se trouve ajoutée au réseau atténuateur, ce qui diminue la pente de la tension. Au point S, on relèvera une succession de fonctions linéaires allant de la fonction d'origine à une fonction de pente presque nulle.

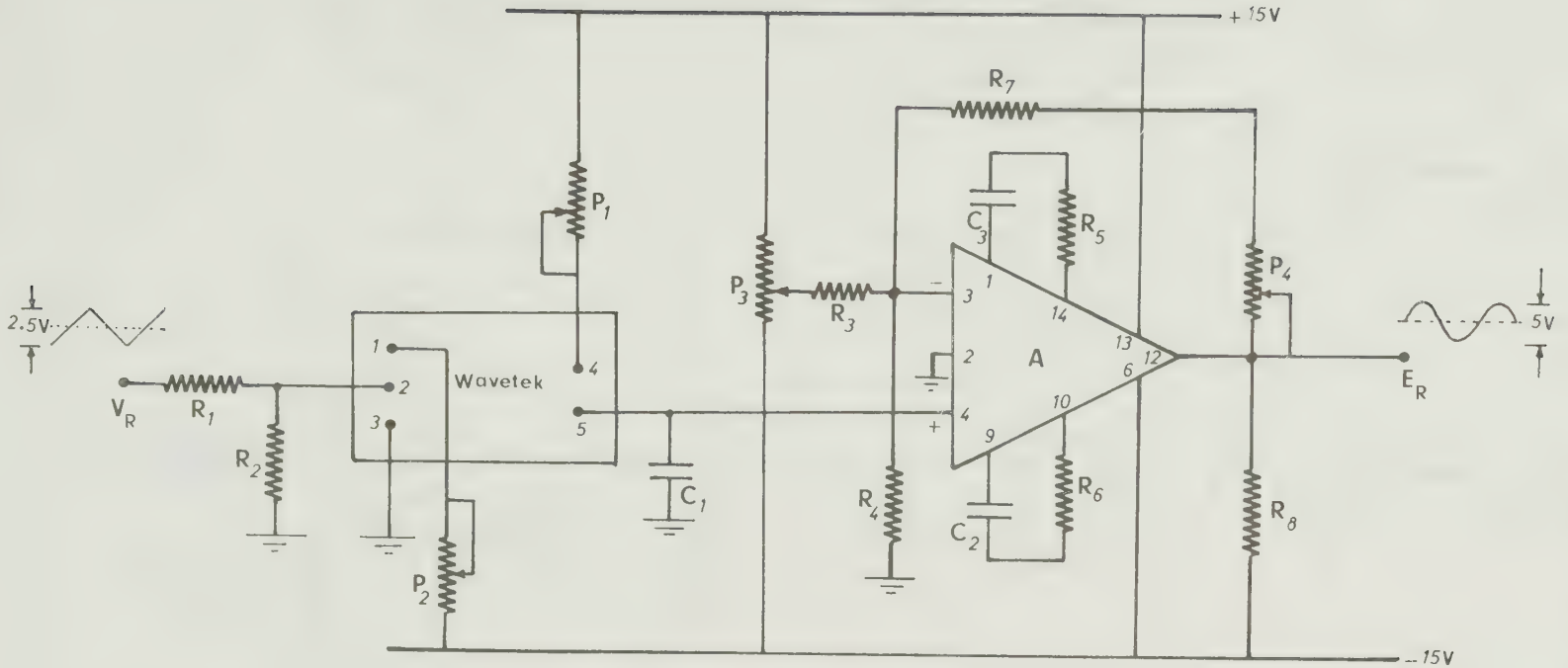
Pour une fonction sinusoïdale, la courbe comporte des variations symétriques par rapport au potentiel zéro; comme les diodes ne conduisent que dans un seul sens, il faut utiliser deux circuits montés en parallèle (un pour les alternances positives et l'autre pour les négatives).



(FIG-VI-18) Formation de la sinusoide par des tangentes

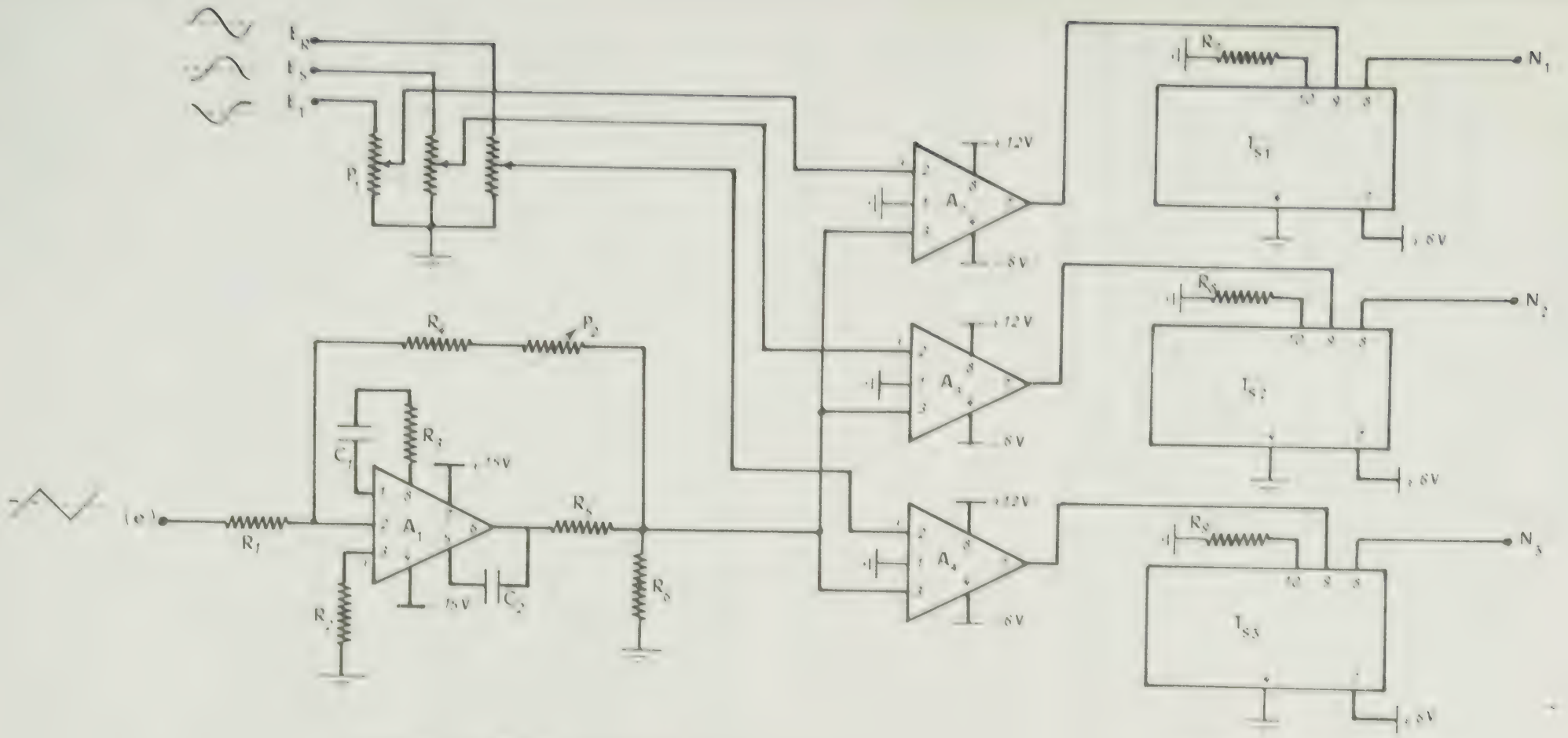


(FIG-VI-19) Schéma simple de principe



(FIG-VI-20) Montage du circuit convertisseur triangle_sinus

$R_1 = 82\ \Omega$
$R_2 = R_4 = 1k\ \Omega$
$R_3 = 1M\ \Omega$
$R_5 = R_6 = 560\ \Omega$
$R_7 = 8.2k\ \Omega$
$R_8 = 2.2k\ \Omega$
$P_1 = P_2 = P_4 = 470\ \Omega$
$P_3 = 100\ k\ \Omega$
$C_1 = 150$ p.f
$C_2 = C_3 = 22$ p.f
A = CA 3030
Wavetek = 130-011



(FIG VI 21) Circuit comparateur de tension

P_1 = 10 k Ω P_2 = 4.7 k Ω
R_2 = 4.7 k Ω R_3 = 10 k Ω
R_4 = 10 k Ω R_5 = 4.5 k Ω
R_6 = 4.7 k Ω R_7 = 47 Ω
R_7 = R_8 = R_9 = 33 Ω A_1 : 1AA821
A_2 A_3 A_4 : LM 310
T_{S1} = T_{S2} = T_{S3} : FCL 101

VI.C.2. Circuit convertisseur sinus

La figure (VI.20) donne le montage du circuit convertisseur. Nous avons utilisé le circuit Wavetek (130-011), qui comprend des diodes identiques et des circuits résistifs dont les caractéristiques sont calculées pour un signal d'entrée triangulaire de 2.5 volts$_{c\ à\ c}$. Ce niveau est ajusté à l'aide du potentiomètre R_{10} figure(VI.8) de l'étage précédent.Le signal est appliqué sur le circuit Wavetek à travers le pont diviseur de tension R_1 et R_2.

La partie positive du triangle est réglée par le potentiomètre P_1, tandis que la partie négative est réglée par le potentiomètre P_2. Le signal de sortie du Wavetek d'amplitude inférieure à celle du signal triangulaire d'entrée doit être amplifié à l'aide d'un amplificateur [A] . L'impédance de sortie du circuit Wavetek est de 50 Ohms.

L'amplificateur [A] est un amplificateur opérationnel à courant continu, à large bande passante. La résistance R_7 est une résistance de bouclage. Le potentiomètre P_3 ajuste la symétrie du signal sinusoïdal par rapport à la masse et le potentiomètre P_4 règle son amplitude.

Trois circuits identiques sont utilisés pour les trois phases. Les trois signaux de sortie E_R, E_S, E_T sont d'amplitude constante 5 volts$_{c\ à\ c}$.

VI.D. CIRCUIT COMPARATEUR DE TENSION

Pour pouvoir contrôler l'amplitude du signal sinusoïdal triphasé, les trois tensions sinusoïdales sont envoyées sur un potentiomètre triphasé (P_1). La figure (VI.21) montre le montage du circuit comparateur utilisé. Un amplificateur opérationnel par phase est monté en comparateur de tension à boucle ouverte. On compare chacun des trois signaux sinusoïdaux par rapport au signal triangulaire de base (e), leur rapport de fréquence N = 6 est constant.

Le signal (e) est d'amplitude constante 1 volt$_{c\ à\ c}$. Dans la gamme de fonctionnement du convertisseur, le rapport $K = A_m/A_p$ est inférieur à l'unité. C'est pourquoi, on envoie tout d'abord le signal (e) sur un amplificateur opérationnel (A_1) de gain = 2. La tension de sortie de cet am-

plificateur est de 2 volts$_{c\ à\ c}$, elle fixe le niveau de comparaison.

Les trois tensions de sortie des comparateurs sont envoyées sur trois triggers de Schmitt T_{S_1}, T_{S_2}, T_{S_3} pour obtenir des signaux de sortie sans déformation.

Les trois tensions sinusoïdales de sortie du convertisseur sinus sont montrées sur l'oscillogramme de la figure (VI.22), et les trois tensions de sortie du comparateur N_1, N_2, N_3 sont indiquées figure (VI.23).

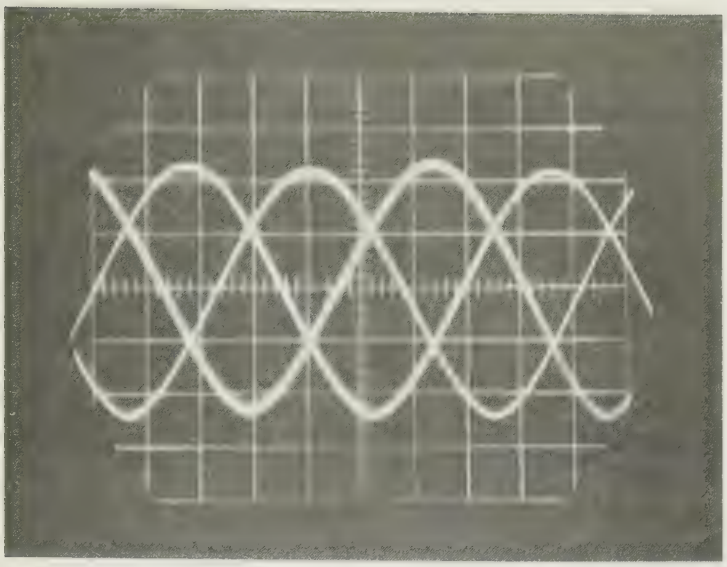
VI.E. CIRCUIT DE MISE EN FORME

Les trois signaux de sortie du circuit comparateur sont envoyés dans un circuit de mise en forme pour obtenir les impulsions de commande des gachettes. La figure (VI.24) montre ce circuit de mise en forme.

Un transistor par phase T, est utilisé comme élément de séparation entre les deux étages. L'inverseur (1) sert à améliorer la forme du signal et à fixer son niveau à + 5 volts pour attaquer le monostable M_1. La sortie du monostable M_1 donne les impulsions correspondantes au niveau haut du signal d'entrée (N). Un autre inverseur (2) est utilisé pour inverser le signal d'entrée avant d'attaquer le monostable M_2, qui donne à sa sortie les impulsions correspondantes au niveau bas du signal d'entrée (N). Les potentiomètres R_3 et R_4 servent à ajuster la durée des impulsions de sortie des monostables.

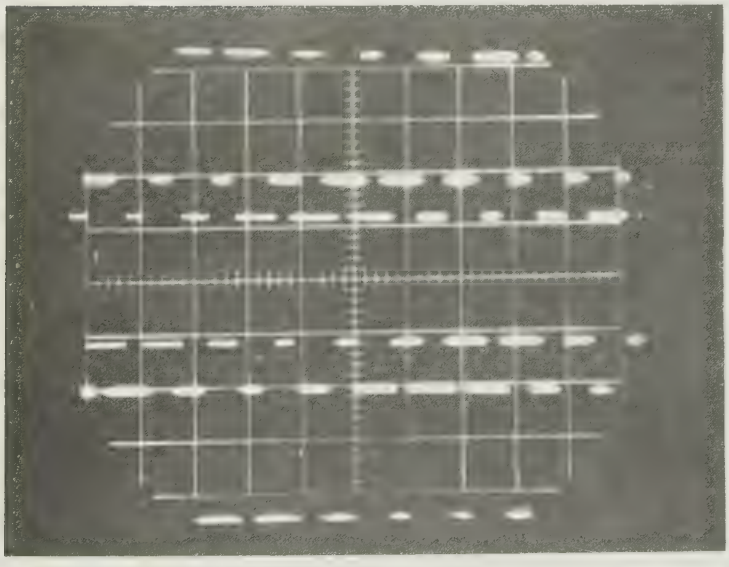
Le signal de sortie de chaque monostable est utilisé pour commander un thyristor du circuit de puissance à travers un transformateur d'impulsion. Celui-ci sert à isoler le circuit de commande du secteur et aussi à éliminer l'effet des tensions transitoires du réseau sur le circuit électronique.

Le circuit des transformateurs d'impulsions est donné par la figure (VI.25). Le transformateur T est de rapport 1:1. Le courant d'impulsion circulant dans le circuit gachette-cathode atteint sa valeur maximale après le temps de montée t_1 et tombe rapidement à zéro après le temps t_o par suite des effets de saturation dans le transformateur. Pour cela, le transformateur choisi a un temps t_o suffisamment long pour déclencher le thyristor. Les niveaux du courant et de la tension de l'impulsion, néces-



Gamme de tension=1volt/div
Gamme de temps=2m.sec/div

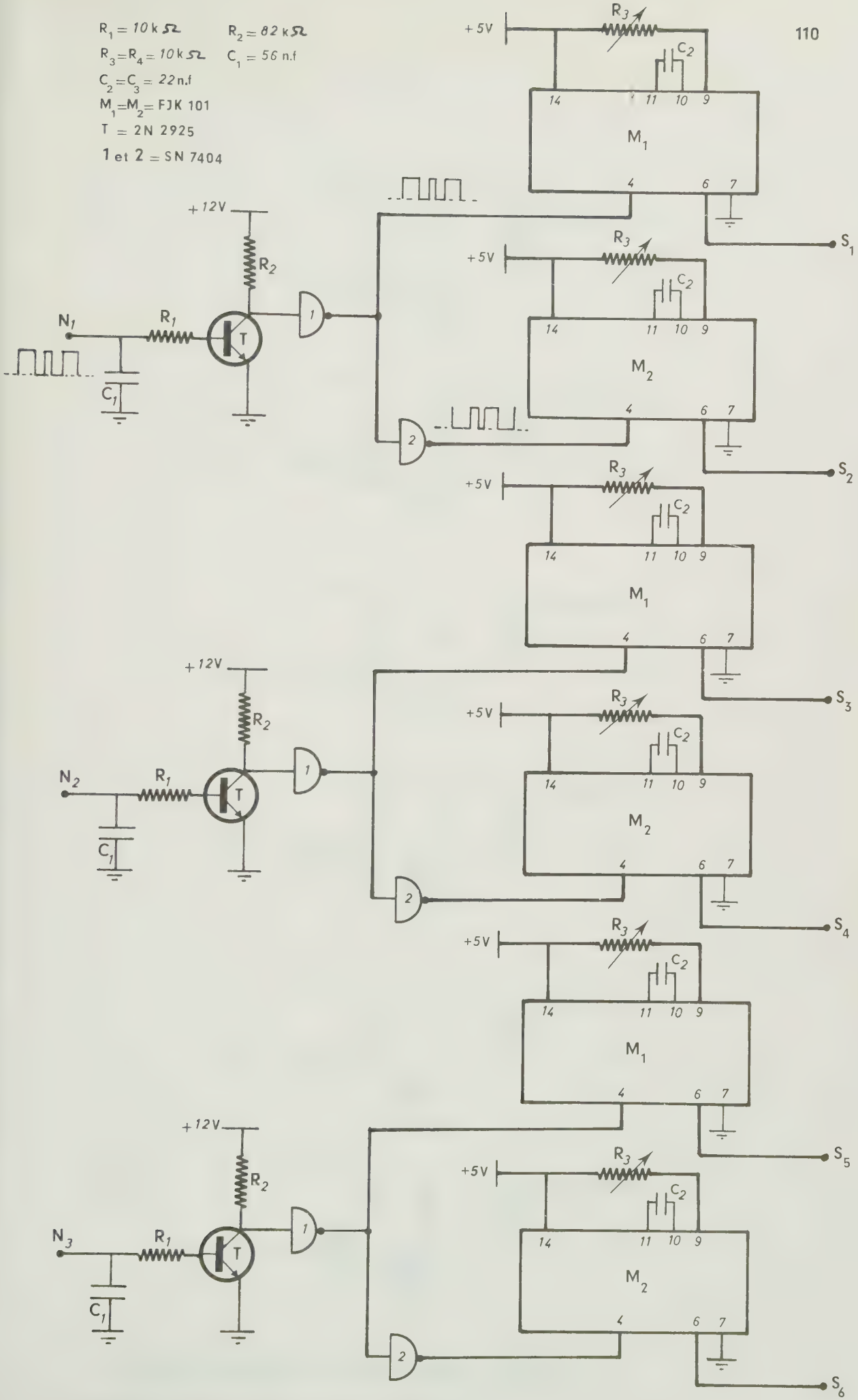
(FIG-VI-22) Le signal sinusoidal triphasé



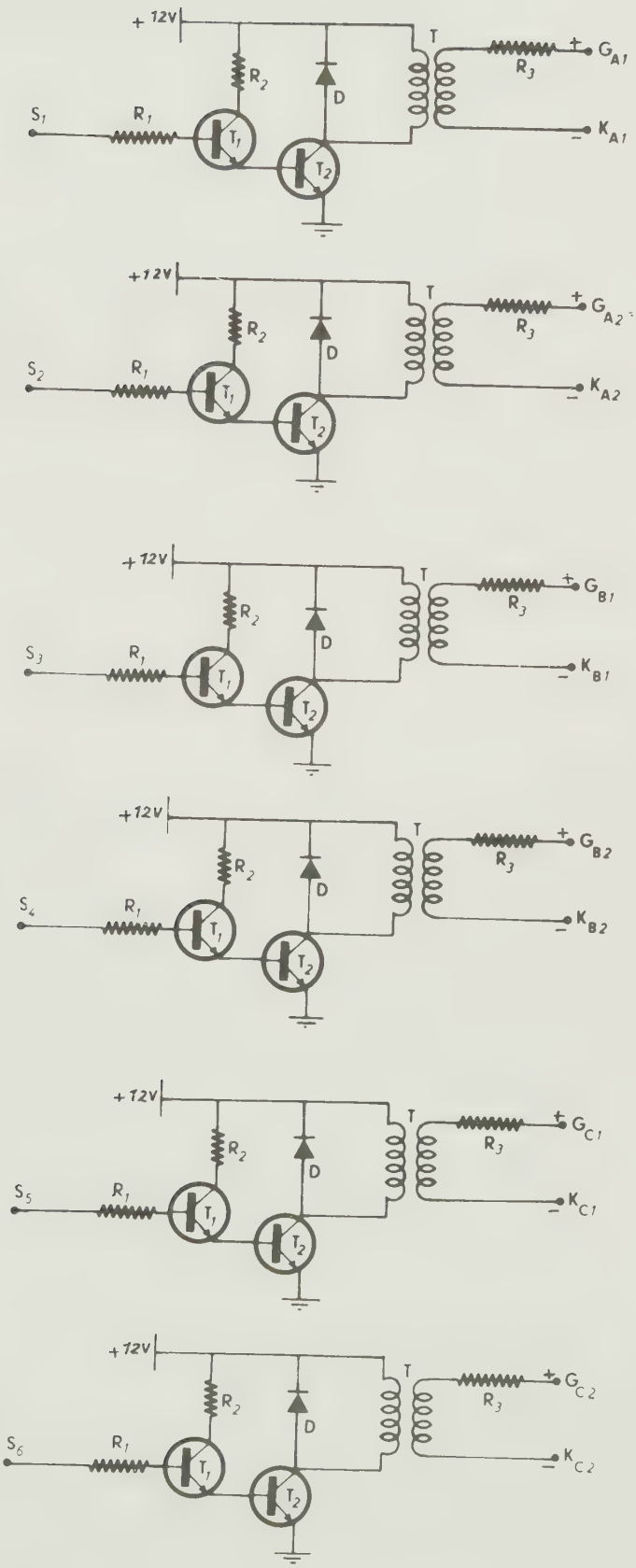
Gamme de tension=2volts/div
Gamme de temps=2m.sec/div

(FIG-VI-23) Signaux de sortie du circuit comparateur

$R_1 = 10\,k\Omega$ $R_2 = 82\,k\Omega$
$R_3 = R_4 = 10\,k\Omega$ $C_1 = 56$ n.f
$C_2 = C_3 = 22$ n.f
$M_1 = M_2 =$ FJK 101
T = 2N 2925
1 et 2 = SN 7404



(FIG-VI-24) Circuit de mise en forme des signaux



T = FF 237
T_1 = 2N 2926
T_2 = BFY 50
R_1 = 3k Ω
R_2 = 150 Ω
R_3 = 22 Ω

(FIG-VI-25) Montage des transformateurs d'impulsions

saires pour déclencher le thyristor sont obtenus à l'aide d'un circuit amplificateur (T_1 et T_2).

Les impulsions de sortie des six transformateurs sont utilisées pour commander les gachettes des thyristors du pont triphasé du convertisseur.

§§§

CHAPITRE VII

RESULTATS ET CONCLUSION

VII.1. RESULTATS

Nous avons tout d'abord utilisé le circuit de commande réalisé avec le convertisseur monophasé d'essai [figure (IV.8)]. Seul une phase du circuit de commande est utilisée. Le problème de démarrage a été résolu en manipulant ainsi :

1.- On applique le signal de gachette du thyristor (THY_1)

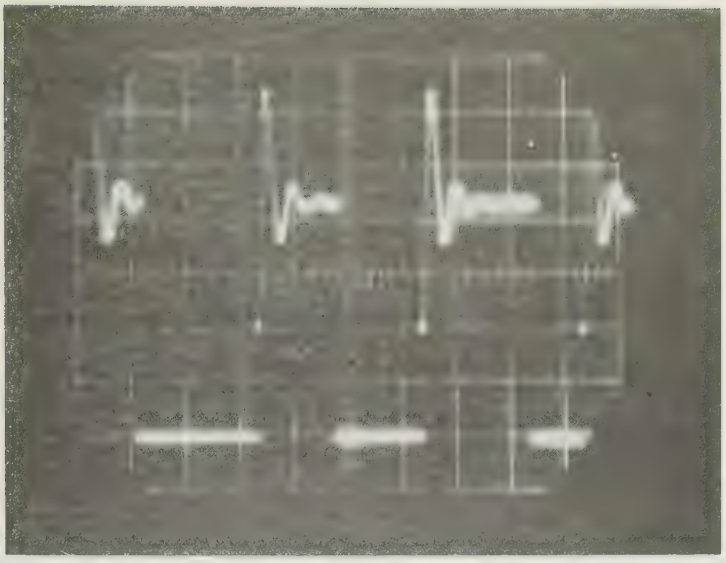
2.- On branche le circuit de puissance au réseau, ce qui fait que le thyristor (THY_1) conduit le courant à la charge et le condensateur C_2 se charge à la tension + $2E_d$

3.- En utilisant un interrupteur, on applique le signal de gachette du thyristor (THY_2).

On a obtenu un bon fonctionnement du convertisseur monophasé. La tension relevée sur le thyristor et sur la charge est montrée sur les oscillogrammes [figure (VII.1) et figure (VII.2)].

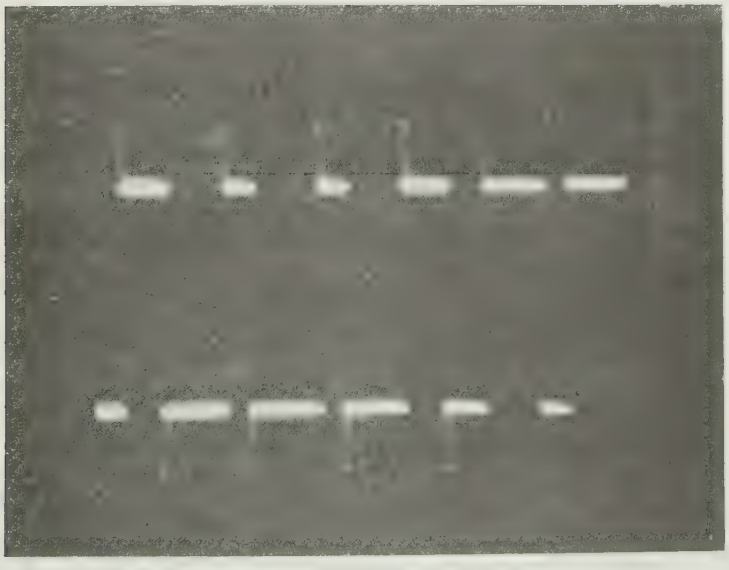
A partir du convertisseur monophasé, on a réalisé le convertisseur statique à pont triphasé donné par la figure (VII.3). On a utilisé ce convertisseur avec une charge résistive triphasée montée en étoile, tout d'abord avec le point milieu de la charge relié au point milieu du réseau. Pour démarrer, on applique d'abord les signaux des gachettes des thyristors THY_{A1}, THY_{B1}, THY_{C1}. Ensuite on branche le circuit de puissance au réseau ce qui mène ces trois thyristors à conduire chacun le courant d'une phase de la charge. Les condensateurs C_{A2}, C_{B2}, C_{C2} se chargent chacun à la tension + $2E_d$. En utilisant un interrupteur triphasé, on applique les trois signaux des gachettes des thyristors THY_{A2}, THY_{B2}, THY_{C2}. La tension relevée sur la phase et sur la ligne de la charge est donnée par les figures (VII.4) et (VII.5).

Avec le point milieu de la charge débranché du point milieu du réseau, on démarre de la façon précédente. Ainsi, en branchant le circuit de puissance au réseau, il n'y a pas de courant qui circule dans la



Gamme de tension=50volts/div
Gamme de temps= 5m.sec/div

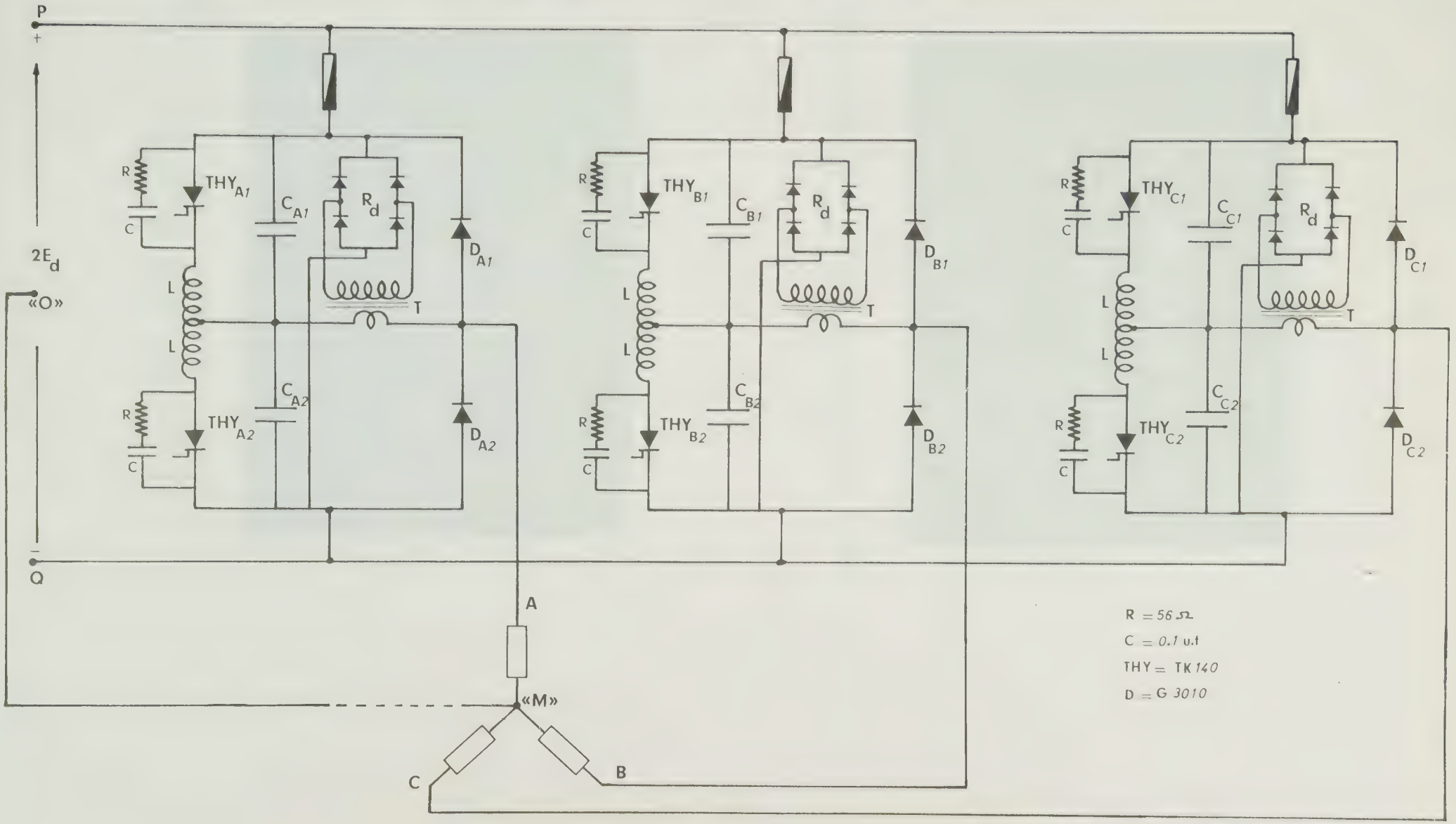
(FIG-VII-1) Tension sur un thyristor du circuit monophasé d'essai

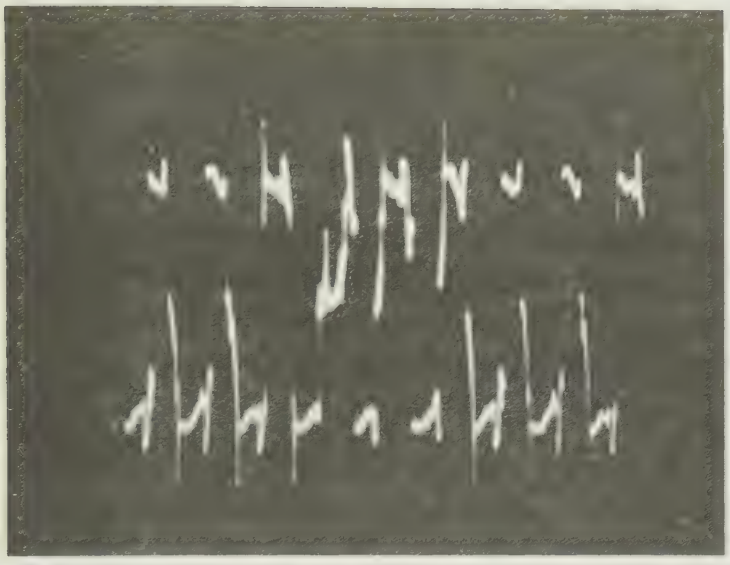


Gamme de tension= 50volts/div
Gamme de temps=10m.sec/div

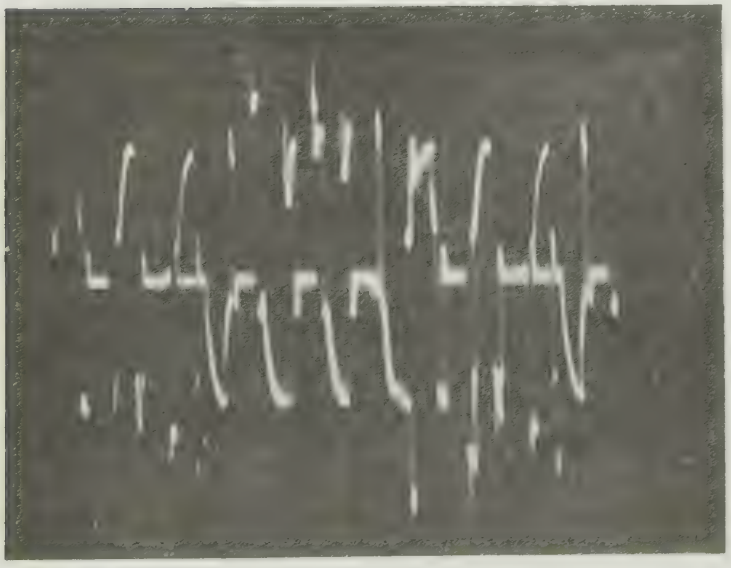
(FIG-VII-2) Tension sur la charge du circuit monophasé d'essai

(FIG-VII-3) Montage du pont triphasé du convertisseur statique





(FIG-VII-4) Tension entre phase et point milieu de la charge triphasée avec points milieux reliés



(FIG-VII-5) Tension entre deux phases de la charge triphasée avec points milieux reliés

charge, mais les condensateurs C_{A2}, C_{B2}, C_{C2} se chargent chacun à travers l'inductance L_1 et le thyristor en série. Les figures (VII.6) et (VII.7) montrent les oscillogrammes des tensions relevées sur la phase et sur la ligne de la charge.

Le convertisseur à pont triphasé que nous avons établi, a bien fonctionné. Le potentiel de chaque ligne ne dépend pas de l'état des deux autres lignes du convertisseur.

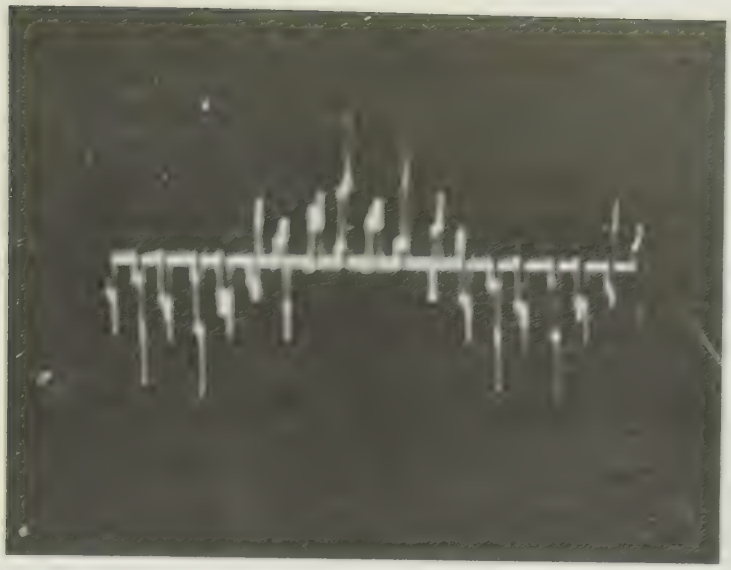
Nous avons utilisé ce convertisseur pour alimenter le moteur asynchrone dont les caractéristiques sont données chapitre II. Le rotor est monté en triangle et le stator en étoile. On a fait fonctionner le moteur à vide sans connection entre le point milieu du moteur et celui du réseau. Pour une fréquence d'alimentation du moteur de 10 Hz, la tension relevée entre deux phases du stator est donnée figure (VII.8) et l'enregistrement du courant est donné figure (VII.9).

Au laboratoire on préparera une installation comprenant un moteur asynchrone et une machine à courant continu pour mesurer le couple et la puissance délivrée par le moteur. Cela en vue d'une étude du rendement du système et des couples parasites du moteur dus aux harmoniques contenus dans la tension de sortie du convertisseur.

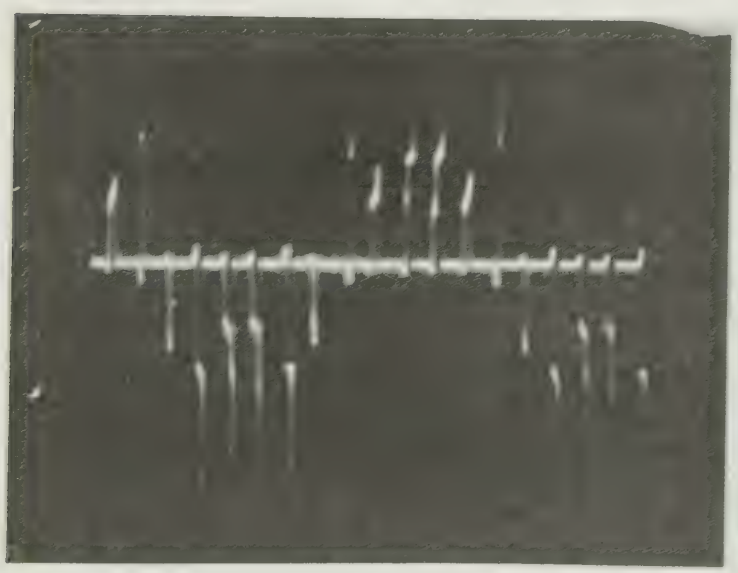
VII.2. CONCLUSION

Dans le présent travail nous avons réalisé un convertisseur statique de fréquence qui fournit une tension d'amplitude et de fréquence contrôlable. Il peut être utilisé pour alimenter un moteur asynchrone fonctionnant à puissance constante et à vitesse réglable dans une grande gamme comme l'exige un véhicule électrique.

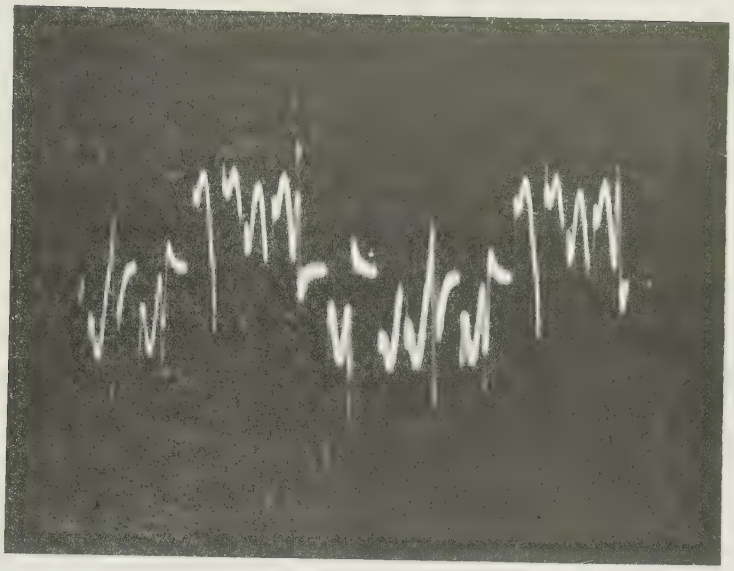
Nous avons utilisé un circuit de puissance simple. Il contient un nombre minimum de thyristors. L'allumage d'un thyristor sert à éteindre celui qui conduit. Les condensateurs et les inductances du circuit de commutation sont de dimensions réduites ce qui réduit aussi les dimensions du convertisseur. Grâce à la commutation forcée par impulsions qu'on a utilisée, le convertisseur a une faible chute de tension et un bon rendement. Le facteur de puissance de la charge peut être réglé sans avoir à modifier la valeur des éléments du circuit de commutation.



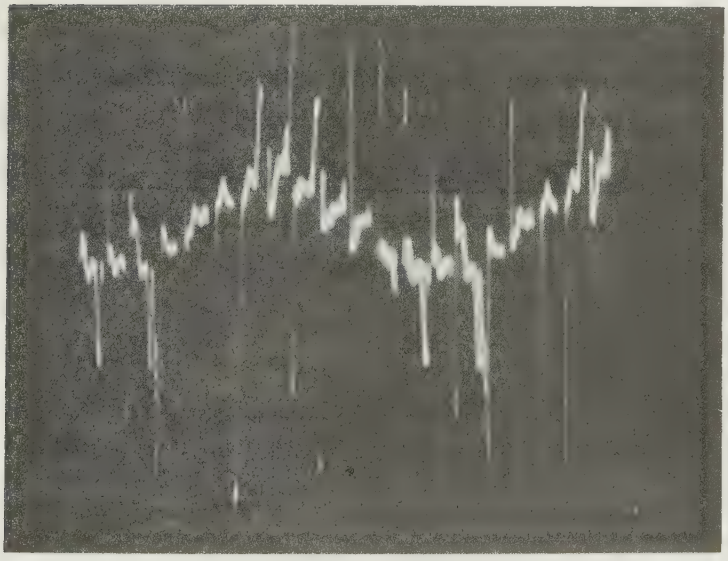
(FIG VII 6) Tension entre phase et point milieu de la charge triphasée sans points milieux reliés



(FIG-VII-7) Tension entre deux phases de la charge triphasée sans points milieux reliés



(FIG-VII-8) Tension entre deux phases du moteur à vide



(FIG-VII-9) Enregistrement du courant du moteur à vide

Pour commander le pont triphasé du convertisseur nous avons choisi le procédé de la sous-oscillation. Ainsi le taux d'harmoniques de la tension de sortie du convertisseur est petit, et on peut alimenter le moteur par une tension dont la forme ne s'écarte pas trop de la sinusoïdale. Cela doit garantir un bon rendement du convertisseur et du moteur.

Nous avons utilisé la commande par impulsions de durées variables ce qui nous permet de régler l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie indépendamment. Pour cela on a comparé un signal sinusoïdal triphasé avec un signal triangulaire; les deux signaux sont synchronisés.

Nous avons réalisé un générateur sinusoïdal triphasé possédant une bonne stabilité de fréquence dans le domaine des très basses fréquences. A partir d'un signal triangulaire de base et d'un signal rectangulaire, (synchronisé avec le premier) issus d'un seul oscillateur, nous avons pu obtenir trois signaux triangulaires synchronisés avec le signal de base. Cela a été effectué en utilisant un nombre minimum d'opérations successives. En même temps nous avons réalisé un diviseur de fréquence. A l'aide d'un circuit écrêteur, nous avons ainsi obtenu le signal sinusoïdal triphasé.

Le convertisseur statique de fréquence que nous avons réalisé possède une bonne stabilité. Il peut fonctionner dans une grande gamme de fréquences et de tension. Le potentiel de chaque ligne ne dépend pas de l'état des deux autres. Il a un bon rendement et répond bien au besoin du contrôle de la vitesse du moteur asynchrone.

§ § §

BIBLIOGRAPHIE

(1) DEREK A. PAICE
Induction motor speed control by stator voltage control
IEEE Trans. (Power Apparatus and Systems), vol.PAS-87, n°2, Febr.1968

(2) PHILIP L. ALGER, WILLIAM A. COELHO, MUKUND R. PATEL
Speed control of wound rotor motors with SCR_s and saturistors
IEEE Trans. (Industry and General Applications), vol.IGA-4, n°5, Sept/Oct. 1968

(3) W. SHEPHERD, J. STANWAY
The polyphase induction motor controlled by firing angle adjustment of silicon controlled rectifiers
Royal Military College of Science, Shrivenham, Swindon, Wiltshire, England, 1964

(4) W. SHEPHERD
Slip-energy recovery using a thyristor invertor
Electrical Review, 12 Sept. 1969

(5) WILLIAM SHEPHERD, JACK STANWAY
Slip power recovery in an induction motor by the use of a thyristor inverter
IEEE trans. (Industry and General Applications), vol.IGA-5, n°1, Jan/Feb., 1969

(6) W. SHEPHERD, A.Q. KHALIL
Capacitive compensation of thyristor - controlled slip - energy - recovery system
Proc. IEE, vol.117, n°5, May 1970

(7) A. LAVI, R.J. POLGE
Induction motor speed control with static inverter in the rotor
IEEE Trans. (Power Apparatus and Systems), vol.PAS-85, n°1, Jan. 1966

(8) DEREK A. PAICE
Speed control of large induction motors by thyristor converters
IEEE Trans. (Industry and General Applications), Vol.IGA-5, n°5, Sept/Oct. 1969

(9) J.P. CORDIER
Régulation de la vitesse d'un moteur asynchrone au moyen de semi-conducteurs
Revue E. vol. V - n°10 - 1968

(10) M. MACAULEY, W. WOODS, J.S. MICHAEL, H. WAKELEY
High efficiency, variable speed, induction motor drives and their applications
AEI Engineering Sept/Oct. 1964

(11) K.D. STEPHEN
Trends in the application of thyristors to variable speed a.c. machines
Electrical Times, 5 March 1970

(12) WALTER SLABIAK, LOUIS J. LAWSON
Precise control of a three-phase squirrel - cage induction motor using a pratical cycloconverter
IEEE Trans.(Industry and General Applications), vol.IGA-2, n°4, July/Aug. 1966

(13) WILLIS F. LONG, NORBERT L. SCHMITZ
Cycloconverter control of the doubly fed induction motor
IEEE Trans. (Industry and General Applications), vol.IGA-7, n°1, Jan/Feb. 1971

(14) H. TAPPEINER
La machine à champ tournant alimentée par onduleur
Société SIEMENS, à Erlangen

(15) D. LANDAU, ST. GAVAT
A method for speed control of three - phase squirrel - cage induction motors using thyristor converters
Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Energ., 13, 3, Bucarest, 1968

(16) Réglage d'un moteur triphasé réversible à l'aide d'un convertisseur statique de fréquence commandé suivant le procédé de la sous-oscillation
Revue Brown Boveri, tome 51, n°8/9, Août/Sept. 1964

(17) BORIS MOKRYTZKI
The controlled slip static inverter drive
IEEE Trans. (Industry and General Applications), vol. IGA-4, n°3, May/June, 1968

(18) PAUL D. AGARWAL
The GM high-performance induction motor drive system
IEEE Trans. (Power Apparatus and Systems), vol. PAS-88, n°2, Feb.1969

(19) JALAL T. SALIHI, PAUL D. AGARWAL, GEORGE J. SPIX
Induction motor control scheme for battery - powered electric car (GM - Electrovair I)
IEEE Trans. (Industry and General Applications), vol.IGA-3, n°5, Sept/Oct. 1967

(20) RICHARD W. JOHNSTON
Modulating inverter system for variable - speed induction motor drive (GM Electrovair II)
IEEE Trans. (Power Apparatus and Systems), vol.PAS-88, n°2, Feb. 1969

(21) KLEMENS HEUMANN
Development of inverters with forced commutation for a.c. motor speed control up to the megawatt range
IEEE Trans. (Industry and General Applications), vol.IGA-5, n°1, jan/Feb. 1969

(22) ANDREW J. HUMPHREY
Constant horsepower operation of induction motors
IEEE Trans. (Industry and General Applications) vol.IGA-5, n°5, Sept/Oct. 1969

(23) EDWARD W. DAVIS, RALPH W. MEIER
Application of inverter drives
IEEE Trans. (Industry and General Applications) vol.IGA-5, n°1, Jan/Feb. 1969

(24) STUART D.T. ROBERTSON, KATTINGERI M. HEBBAR
Avariable low-frequency inverter using thyristors
IEEE Trans. (Industry and General Applications) vol.IGA-4, n°5, Sept/Oct. 1968

(25) PAUL M. ESPELAGE, JACOB A. CHIERA, FRED G. TURNBULL
A wide-range static inverter suitable for a.c. induction motor drives
IEEE Trans. (Industry and General Applications), vol.IGA-5, n°4, July/Aug. 1969

(26) A. EMANUEL - EIGLELES, MICHAEL S. ERLICKI
New aspects of power factor improvement - Part II - Practical circuits
IEEE Trans (Industry and General Applications), July/Aug. 1968

(27) PETER J. TSIVITSE, EUGENE A. KLINGSHIRN
Optimum voltage and frequency for polyphase induction motors operating with variable frequency power supplies
IEEE Trans. (Industry and General Applications) vol.IGA-7, n°4, July/Aug. 1971

(28) EARL C. BARNES
Performance and characteristics of induction motors for solid-state variable frequency drives
IEEE Trans. (Industry and General Applications) vol.IGA-7, n°2, March/April, 1971

(29) EUGENE A. KLINGSHIRN, HOWARD E. JORDAN
Polyphase induction motor performance and losses on nonsinusoïdal voltage sources
IEEE Trans. (Power Apparatus and Systems) vol.PAS-87, n°3, March 1968

(30) G.W. Mc LEAN, S.R. ALWASH
Performance and design of induction motors with square-wave excitation
Proc. IEE, vol.116, n°8, August 1969

(31) B.J. CHALMERS, B.R. SARKAR
Induction-motor losses due to nonsinusoïdal supply waveforms
Proc. IEE, vol.115, n°12, December 1968

(32) P.R. BASU
Avariable speed induction motor using thyristors in the secondary circuit
IEEE Trans. (Power Apparatus and Systems) vol.PAS-90, n°2, March/April, 1971

(33) ANDREW J. HUMPHREY
Inverter commutation circuits
IEEE Trans. (Industry and General Applications) vol.IGA-4, n°1, Jan/Feb. 1968

(34) Quelques aspects du dimensionnement des moteurs asynchrones alimentés par convertisseurs statiques de fréquence pour la traction électrique
Revue Brown Boveri - tome 57 - Avril 1970

(35) Diverses possibilités pour le réglage des moteurs triphasés à l'aide des convertisseurs statiques
Revue Brown Boveri - Tome 51, n°8/9, Août/Sept. 1964

(36) Le moteur de traction sans collecteur alimenté par une fréquence variable
Revue Brown Boveri- Tome 52, n°9/10, Sept/Oct. 1965

(37) W.Mc MURRAY, D.P. SHATTUCK
A silicon-controlled rectifier inverter with improved commutation
Tran. Amer. Inst. Engrs. I vol.80, 1961

(38) P. PENNATI
Frequency control of squirrel - cage induction motors
Elektrotechnick 10/24 Sept. 1971

(39) BORIS MOKRYTZKI
Pulse width modulated inverters for a.c. motor drives
Reliance Electric and Engineering Company - Cleveland, Ohio, March,1966

(40) Etude d'un onduleur changeur de fréquence destiné à l'alimentation d'un moteur asynchrone
Bulletin de l'Union des Physiciens, 1969

(41) J. LOSSOUARN
Transformateurs d'impulsions
Electronique & Microélectronique Industrielles n° 153, Mars 1972

(42) M.S. ERLICKI
Inverter rotor drive of an induction motor
IEEE Trans. (Power Apparatus and Systems) vol.PAS-84, n°11, Nov.1965

(43) G.C. JAIN
The effect of voltage waveshape on the performance of a 3-phase induction motor
IEEE Trans. (Power Apparatus and Systems), Feb. 1964

(44) J.C.H. BONE
Variable frequency drives
Electrical Review, 18 Oct. 1968

(45) SAMIR K. DATTA
A novel three-phase oscillator for the speed control of a.c. motors
IEEE Trans. (Industry and General Applications) vol.IGA-7, n°1, Jan/Feb. 1971

(46) M. MARTY, H. FOCH
Générateurs de signaux à déphasage variable
Electronique & Microélectronique Industrielles, n° 142, Avril 1971

(47) M. MARTY, H. FOCH
Générateurs polyphasés à calage de phase rigoureux
Electronique & Microélectronique Industrielles, n° 143, Mai 1971

(48) J. LELEU
Un générateur de fonctions B.F.
Toute l'Electronique - Novembre 1967

(49) Conformateur de signaux
Electronique Professionnelle - 24 Août 1972

PRINCIPAUX OUVRAGES DE TRAVAIL

(50) B.D. BEDFORD, R.G. HOFT
Principles of inverter circuits
John Wiley & Sons, Inc., New York - London Sydney , 1964

(51) H. LILEN
Circuits Intégrés Numériques
Editions Radio, Paris 1970

(52) H. LILEN
Principes et Applications des Circuits Intégrés Linéaires
Editions Radio, Paris 1970

(53) J.C. MARCHAIS
L'amplificateur Opérationnel et ses Applications
Masson & Cie, Paris 1971

(54) R. LYON - CAEN
Circuits Logiques Intégrés
Masson et Cie, Paris 1968

(55) GORDON J. DEBOO, CLIFFORD N. BURROUS
Integrated Circuits and Semiconductor Devices : Theory and Application
Mc GRAW-HILL BOOK COMPANY, INC. 1971

(56) M. GAUDRY
Redresseurs et Thyristors
DUNOD, Paris 1969

(57) M.G. SAY
The performance and design of alternating current machines
Sir Isaac PITMAN & SONS LTD., 1963

(58) A.E. FITZGERALD, CHARLES KINGSLEY, JR.
Electric Machinery
Mc Graw-Hill Book Company, INC. 1961

(59) JACOB MILLMAN, HERBERT TAUB
Pulse and digital circuits
Mc Graw-Hill Book Company, INC. 1956

(60) JOSEPH M. PETIT
Electronic switching, timing and pulse circuits
Mc GRAW-HILL book Company, INC. 1959

§§§

LISTE DES SYMBOLES

A_f = amplitude de la fondamentale du signal de sortie du comparateur

A_m = amplitude du signal sinusoïdal de modulation

A_p = amplitude du signal triangulaire porteur

C = condensateur de commutation

C_m = couple du moteur

C_n = couple nominal du moteur

C_r = couple résistif de la charge

E_1 = force électromotrice du stator

E'_2 = force électromotrice du rotor rapportée au stator

$2E_d$ = tension du réseau continu d'alimentation du convertisseur

e_C = tension sur le condensateur C

F_f = fréquence de la fondamentale du signal de sortie du comparateur

f_m = fréquence du signal sinusoïdal de modulation

f_n = fréquence nominale du moteur

f_p = fréquence du signal triangulaire porteur

f_s = fréquence synchrone

$\Delta f = Sf_s$ = fréquence de glissement

I_1 = courant statorique

I_2 = courant rotorique

I'_2 = courant rotorique rapporté au stator

i_1 = valeur instantanée du courant dans le thyristor THY_1

i_2 = valeur instantanée du courant dans le thyristor THY_2

i_C = courant du condensateur de commutation C

i_{D_1} = courant dans la diode D_1

i_{D_2} = courant dans la diode D_2

I_L = courant dans la charge

I_m = courant magnétisant du moteur

I_m = courant maximal établi dans l'inductance L durant la période de commutation

I_n = courant statorique nominal du moteur

i_p = courant de la borne positive du circuit de puissance

i_Q = courant de la borne négative du circuit de puissance

$K = \frac{A_m}{A_p}$ = rapport de l'amplitude du signal sinusoïdal à l'amplitude du signal triangulaire

L = inductance de commutation

$N = \frac{f_p}{f_m}$ = rapport de la fréquence du signal triangulaire à la fréquence du signal sinusoïdal

n_r = vitesse de rotation du moteur en tours/sec

n_s = vitesse synchrone en tours/sec

$\Delta n = n_s - n_r$ = vitesse de glissement

p = nombre de paires de pôles

P_{del} = puissance mécanique délivrée par le moteur

P_g = puissance transmise à travers l'entrefer au rotor en watts

P_m = puissance mécanique interne

P_n = puissance nominale du moteur

r_1 = résistance statorique

r_2 = résistance rotorique

r'_2 = résistance rotorique rapportée au stator

r_m = résistance du circuit magnétique du moteur

S = glissement

S_n = valeur nominale du glissement

$V_l = V_{ph}$ = tension d'alimentation du stator par phase

V_L = tension d'alimentation du stator par ligne

V_n = valeur nominale de la tension d'alimentation du moteur par phase

x_1 = réactance statorique

x_2 = réactance rotorique

x'_2 = réactance rotorique rapportée au stator

x_m = réactance du circuit magnétique du moteur

Y_m = admittance du circuit magnétique du moteur

Z_1 = impédance statorique

Z'_2 = impédance rotorique rapportée au stator

ϕ = flux du moteur

ϕ_n = valeur nominale du flux du moteur.

§§§